

**VŠB – Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroniky**

**Návrh a konstrukce vazebního měniče DC zdrojů s využitím  
SiC spínačů**

**Design and Construction of DC Sources Coupling Converter using  
SiC switches**

**2018**

**Bc. David Špila**

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroniky

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. David Špila**  
Studijní program: N2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika  
Téma: **Návrh a konstrukce vazebního měniče DC zdrojů s využitím SiC spínačů**  
**Design and Construction of DC Sources Coupling Converter using SiC switches**  
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Navrhněte a dimenzujte měnič s měkkým spínáním pro vazbu tří stejnosměrných zdrojů.
2. Navrhněte konstrukční řešení měniče do formy 3D modelu.
3. Navrženou konstrukci realizujte formou laboratorního modelu.
4. V rozsahu stanoveném vedoucím diplomové práce proveďte ověření funkce.

Seznam doporučené odborné literatury:

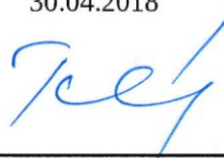
1. Anant Agarwal, Jeffrey H. Lang: Foundations of Analog and Digital Electronic Circuits, San Francisco 2005, ISBN 1-55860-735-8.
  2. Huelsman, P.L.: Basic Circuit Theory. Prentice-Hall International, 1991, ISBN 0-13-063157-4.
  3. Chlebiš, P.: Polovodičové měniče s měkkým spínáním, Ostrava 2004, ISBN 80-248-0643-6.
- Další literatura dle pokynů vedoucího diplomové práce.


Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Vladislav Damec, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2017

Datum odevzdání: 30.04.2018


  
\_\_\_\_\_  
doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry

  
\_\_\_\_\_  
prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 25.dubna 2018

  
.....  
podpis studenta

## Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu Ing. Vladislavu Damcovi, Ph.D. za podnětné připomínky a cenné rady k této práci. Dále děkuji prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc. a Ing. Martinu Sobkovi, Ph.D. za vstřícné jednání a odbornou pomoc při realizaci laboratorního modelu.

## **Abstrakt**

Tato diplomová práce se zabývá dimenzováním, konstrukčním návrhem a realizací laboratorního modelu vazebního měniče pro paralelní vazbu tří akumulátorů. Práce navazuje na předchozí výzkum katedry elektroniky.

V první kapitole jsou vysvětleny obecné požadavky pro návrh vazebního měniče. Z těchto teoretických poznatků je proveden návrh obvodového schématu, které je ověřeno simulací. Na základě výsledku simulace jsou zvoleny obvodové součástky a proveden výpočet chladiče.

V dalších částech práce je realizován 3D návrh měniče, pro následnou konstrukci laboratorního modelu. Tato kapitola obsahuje blokové schéma a popis použitých modulů.

V poslední části je ověřena funkce SiC budičů a jsou shrnuty zjištěné poznatky této práce. V příloze je dokumentace realizační části práce.

## **Klíčová slova**

Vazební měnič, paralelní řazení zdrojů, akumulátor, 3D model, SiC tranzistor, řídicí systém

## **Abstract**

This diploma thesis deals with dimensioning, design and realization of the laboratory model of the coupling converter for the parallel connection of three accumulators. The thesis follows the previous research of the Department of Electronics.

The first chapter explains the general requirements for the design of the coupling converter. From these theoretical knowledge is made a design of a circuit diagram that is verified by simulation. Based on the simulation result, the peripheral components are selected and the heatsink calculation is performed.

In the other parts of the thesis, the 3D design of the inverter is realized, for the subsequent construction of the laboratory model. This chapter contains a block diagram and a description of the modules used.

The last part examines the function of SiC exciters and summarizes the findings of this work. Attachment is the documentation of the implementation part of the work.

## **Key words**

Coupling converter, parallel source selection, accumulator, 3D model, SiC transistor, control system

# Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratek .....	- 7 -
Seznam ilustrací a seznam tabulek .....	- 9 -
Úvod .....	- 11 -
1 Návrh a dimenzování měniče .....	- 12 -
1.1 Obecné požadavky .....	- 12 -
1.1.1 Řazení napěťových zdrojů .....	- 12 -
1.1.2 Spojování zdrojů pomocí vazebních členů .....	- 13 -
1.1.3 Vazba zdrojů pomocí pulsního měniče .....	- 14 -
1.1.4 Snižování ztrát měkkým spínáním .....	- 16 -
1.2 Návrh a funkce vazebního měniče .....	- 16 -
1.3 Simulace modelu .....	- 20 -
1.4 Dimenzování měniče .....	- 24 -
1.4.1 Tlumivky .....	- 25 -
1.4.2 Kondenzátory .....	- 25 -
1.4.3 Volba spínačů .....	- 26 -
1.4.4 Výpočet ztrátového výkonu .....	- 29 -
1.4.5 Dimenzování chladiče .....	- 30 -
1.4.6 Výběr chladiče .....	- 32 -
2 Konstrukce 3D modelu .....	- 34 -
2.1 Výsledek konstrukčního řešení .....	- 34 -
2.2 Výměna chladicího vzduchu měniče .....	- 35 -
3 Realizace laboratorního modelu .....	- 36 -
3.1 Blokové schéma konstrukční části měniče .....	- 36 -
3.2 Budiče spínačů ve větvích .....	- 38 -
3.3 Budiče paralelních spínačů .....	- 39 -
3.4 Snímače proudu .....	- 41 -
3.5 Snímače napětí .....	- 42 -
3.6 Realizovaný laboratorní model .....	- 44 -
4 Ověření funkce a měření .....	- 45 -
Závěr .....	- 47 -
Použitá literatura .....	- 48 -

Seznam příloh.....	- 50 -
--------------------	--------

## Seznam použitých symbolů a zkratek

Symbol	Jednotky	Popis
$\pm HV$	-	Svorky pro připojení měřeného napětí na čidla napětí
A/D	-	Analogově/digitální
C	-	Kondenzátor, kapacita
D	-	Dioda
$E_{OFF}$	J	Energie vypnutí tranzistoru
$E_{ON}$	J	Energie zapnutí tranzistoru
$E_{TR}$	J	Energie při vedení tranzistoru
$f_{REZ}$	Hz	Rezonanční frekvence
I	A	Proud obecně
$I_{AVG}$	A	Střední hodnota proudu
$I_C$	A	Jmenovitý proud kolektoru
$I_F$	A	Propustný proud
$I_{FAV}$	A	Střední hodnota propustného proudu
$I_{FRMS}^2$	A	Kvadrát efektivní hodnoty propustného proudu
$I_{PN}$	A	Primární proud čidlem
$I_Z$	A	Proud zátěží
L	-	Cívka, tlumivka
$P_{FAV}$	W	Střední hodnota ztrátového výkonu
$P_{TOT}$	W	Hodnota celkového ztrátového výkonu
R	-	Rezistor
$r_D$	$\Omega$	Diferenciální odpor
$R_{DC}$	$\Omega$	Stejnoseměrný odpor
$R_{GOFF}$	$\Omega$	Vypínací odpor tranzistoru v budiči
$R_{GON}$	$\Omega$	Zapínací odpor tranzistoru v budiči
$R_i$	$\Omega$	Vnitřní odpor zdroje
$R_L$	$\Omega$	Zatěžovací odpor čidla
$R_{th\ c-h}$	K/W	Tepelný odpor pouzdro – chladič

## Seznam použitých symbolů a zkratk

$R_{th\ h-a}$	K/W	Tepelný odpor chladič – okolí
$R_{th\ j-a}$	K/W	Tepelný odpor přechod – okolí
$R_{th\ j-c}$	K/W	Tepelný odpor přechod – pouzdro
$R_{th\ j-cD}$	K/W	Tepelný odpor přechod – pouzdro diody
$R_{th\ j-cT}$	K/W	Tepelný odpor přechod – pouzdro tranzistoru
$R_{th\ j-h}$	K/W	Tepelný odpor přechod – chladič
$R_Z$	$\Omega$	Zatěžovací odpor
$T$	s	Perioda
$T_a$	°C	Teplota okolí
$T_D$	s	Time delay – doba zpoždění spínače
$T_{jmax}$	°C	Maximální teplota přechodu
$T_R$	s	Doba poklesu sestupné hrany signálu
$t_{TR}$	s	Doba vedení tranzistoru
$U$	V	Napětí obecně
$U_C$	V	Napětí na kolektoru
$u_C$	V	Okamžitá hodnota napětí na kondenzátoru
$U_{CMAX}$	V	Maximální napětí na kolektoru
$U_i$	V	Vnitřní napětí zdroje
$V_{DC}$	V	Napětí stejnosměrného zdroje
$\omega$	rad/s	Úhlová frekvence

Zkratka	Význam
<b>DPS</b>	Deska plošných spojů
<b>IGBT</b>	Insulated gate bipolar transistor – Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
<b>PER</b>	Perioda signálu
<b>PW</b>	Šířka pulzu signálu
<b>PWM</b>	Pulse Width Modulation – Pulsně šířková modulace
<b>SiC</b>	Silicon-carbide tranzistor
<b>DXF</b>	Drawing Exchange Format – Formát souborů pro výměnu dat Autocadu



## Seznam ilustrací a seznam tabulek

Číslo ilustrace	Název ilustrace	Číslo stránky
1	<i>Reálný napěťový zdroj, zatěžovací charakteristika</i>	12
2	<i>Paralelní řazení zdrojů s ochrannými diodami</i>	13
3	<i>Blokové schéma řazení zdrojů pomocí vyrovnávacích členů</i>	14
4	<i>Pulsní měnič v dvoukvadrantovém zapojení s reverzací proudu s rozdílnou hodnotou napětí zdrojů</i>	15
5	<i>Pulsní měnič v dvoukvadrantovém zapojení s reverzací proudu se stejnou hodnotou napětí zdrojů</i>	15
6	<i>Principiální schéma měniče</i>	17
7	<i>Časové průběhy proudu a napětí</i>	17
8	<i>Spínací kombinace v intervalu <math>t_0-t_1</math></i>	18
9	<i>Spínací kombinace v intervalu <math>t_1-t_2</math></i>	18
10	<i>Spínací kombinace v intervalu <math>t_2-t_3</math></i>	19
11	<i>Simulační schéma měniče</i>	21
12	<i>Výsledek simulace: Průběhy spínacích pulzů</i>	22
13	<i>Výsledek simulace: Průběhy proudů a napětí simulace s zpožděním <math>T_D=1\mu s</math></i>	22
14	<i>Výsledek simulace: Průběhy spínacích pulzů</i>	23
15	<i>Výsledek simulace: Průběhy proudů a napětí simulace se zpožděním <math>T_D=10\mu s</math></i>	23
16	<i>Průběh napětí na rezonančním kondenzátoru v oblasti maxima</i>	25
17	<i>Průběh proudu a napětí na spínači <math>S_1</math></i>	26
18	<i>IGBT modul SK60GM123</i>	27
19	<i>Průběh napětí na spínači <math>S_3</math></i>	28
20	<i>Tranzistor CREE C2M0040120D</i>	28
21	<i>Tepelné schéma tranzistorů a diod měniče</i>	31
22	<i>Obvodové schéma návrhu výkonové části</i>	33
23	<i>Konstrukční řešení 3D modelu měniče</i>	34
24	<i>Výměna vzduchu v měniči</i>	35

<b>25</b>	<i>Blokové schéma měniče</i>	37
<b>26</b>	<i>Skyper 32Pro, s přizpůsobovací deskou</i>	38
<b>27</b>	<i>Blokové schéma budiče</i>	38
<b>28</b>	<i>Budič tranzistoru CREE CRD 001</i>	39
<b>29</b>	<i>Obvodové schéma budiče</i>	40
<b>30</b>	<i>Budiče SiC tranzistorů s přizpůsobovací deskou</i>	40
<b>31</b>	<i>Zapojení čidla proudu LAH-25</i>	41
<b>32</b>	<i>Zapojení čidla napětí LV-25</i>	42
<b>33</b>	<i>Zapojení čidla napětí CV-3-200</i>	43
<b>34</b>	<i>Realizovaný laboratorní model měniče</i>	44
<b>35</b>	<i>Měřicí pracoviště</i>	45
<b>36</b>	<i>Průběhy napětí Budiče- 1KHz</i>	46
<b>37</b>	<i>Průběhy napětí Budiče- 55KHz</i>	46
<b>38</b>	<i>Zpoždění výstupního signálu budiče</i>	46

<b>Číslo tabulky</b>	<b>Název tabulky</b>	<b>Číslo stránky</b>
<b>1.1</b>	<i>Vybrané parametry IGBT modulu</i>	27
<b>1.2</b>	<i>Vybrané parametry tranzistoru C2M0040120D</i>	29
<b>1.3</b>	<i>Vybrané parametry budiče SKYPER 32Pro</i>	39
<b>1.4</b>	<i>Zapojení čidla LAH-25</i>	41

## Úvod

Často řešenou problematikou posledních let jsou tzv. energetické „smart“ soustavy, které propojují různé typy zdrojů energie se spotřebiči. Tyto soustavy odolávají výkyvům napětí v síti v závislosti na přírodních podmínkách. Problém nastává, chceme-li tyto akumulární soustavy (převážně akumulátory) řadit do větších celků, k dosažení dostatečných výkonových parametrů. Z teorie elektrických obvodů je známo, při sériovém řazení elektrických zdrojů se napětí sčítají a maximální proud je dán nejslabším článkem v tomto řazení. U paralelního řazení je tomu naopak, sčítají se proudy a jsou-li napětí na zdrojích rozdílná, obvodem začne protékat vyrovnávací proud, který je nežádoucí. Tento proud zatěžuje zdroje a může je poškodit.

Práce řeší problém paralelního řazení napětíových zdrojů vhodným elektronickým zařízením, které zajistí paralelní spojení až tří různých zdrojů stejnosměrného napětí. Dále toto zařízení musí umožnit přerozdělovat energii mezi tyto akumulátory. Řešením je vazební měnič pro vazbu až tří akumulátorů, který pracuje na principu rezonance s měkkým spínáním tranzistorů.

První kapitola zahrnuje návrh a dimenzování měniče. Před samotným návrhem vazebního měniče jsou vysvětleny obecné požadavky. Z těchto teoretických poznatků je proveden návrh obvodového modelu, pro vazbu až tří stejnosměrných zdrojů a jeho funkce je ověřena simulací. Z výsledku simulace jsou vybrány a dimenzovány součástky pro výkonovou část a je proveden teoretický výpočet ztrát na spínačích a tepelný odpor chladiče. Z této hodnoty je zvolen konkrétní typ chladiče, který je vhodný i z konstrukčního hlediska pro danou aplikaci. Druhá kapitola zahrnuje konstrukci 3D modelu v programu „Autodesk Inventor“. Součástí této kapitoly je i řešení výměny chladícího vzduchu s grafickým znázorněním. Třetí kapitola je věnována konstrukci laboratorního modelu a popisu modulů v měniči. Pro přehlednost je uvedeno blokové schéma, které zahrnuje všechna propojení. V poslední části je ověřena funkce SiC budičů. V závěru jsou shrnuty poznatky a výsledky této práce.

# 1 Návrh a dimenzování měniče

Tato kapitola obsahuje obecné požadavky problematiky řazení stejnosměrných zdrojů, metody paralelní vazby zdrojů a měničů s měkkým spínáním. Z popsaných metod je vybrána koncepce využívající rezonanční princip s měkkým spínáním. Na základě teoretických poznatků je proveden návrh vazebního členu pro vazbu tří stejnosměrných zdrojů včetně teoretických výpočtů a je ověřen následnou simulací. Z výsledků simulace pak provedeme výběr a dimenzování součástkové základny. Samotná podkapitola je určena pro výpočet tepelných ztrát a chladiče.

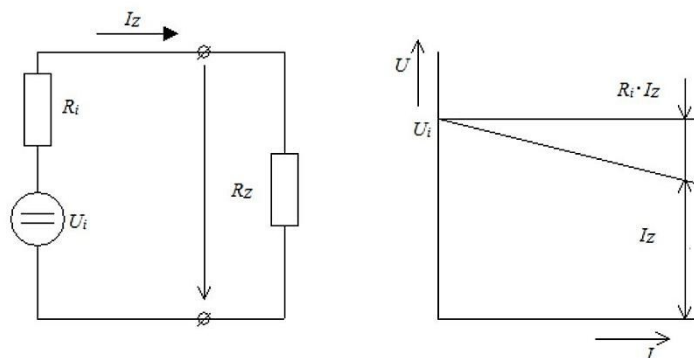
## 1.1 Obecné požadavky

### 1.1.1 Řazení napěťových zdrojů

Napájecím zdrojem rozumíme zařízení, které je schopné dodat elektrickému zařízení napětí či proud potřebný k jeho činnosti.

Ideální napěťový zdroj je zařízení, které udržuje konstantní napětí na svých svorkách bez ohledu na polaritu nebo velikost protékajícího proudu. Ideální napěťový zdroj neexistuje, vždy má sériově řazený vnitřní odpor  $R_i$ , který je nežádoucí a zhoršuje jeho vlastnosti.

Spojovat napěťové zdroje lze sériově nebo paralelně. Při sériovém řazení je napětí dílčích zdrojů sčítáno, čímž dostaneme vyšší celkové napětí. Při paralelním řazení se sčítají proudy dílčích zdrojů. Oba případy navýší celkový výkon, jenž může soustava poskytnout.

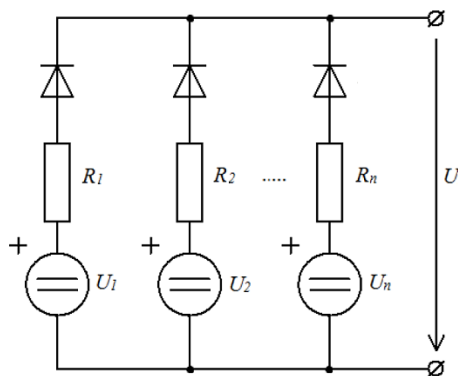


Obr. 1 Reálný napěťový zdroj, zatěžovací charakteristika [1]

U paralelního řazení zdrojů je důležitá podmínka, aby dílčí zdroje měly shodnou velikost napětí. V opačném případě začne mezi zdroji téct vyrovnávací proud značné velikosti, který je rozdílem napětí a velikostí vnitřních odporů. Ty jsou zpravidla u velkých akumulátorů řádově

v miliohmeh. Uvedený jev značně omezuje životnost zdrojů vlivem tepelných ztrát, zatěžuje vnitřní odpory a klesá účinnost dílčích zdrojů.

Princip řazení zdrojů s diodami je na obr. 2. Možností jak zabránit těmto nežádoucím stavům, je použití ochranných diod, které zamezí vzniku vyrovnávacího proudu, ale nedovolí průchod proudu oběma směry.



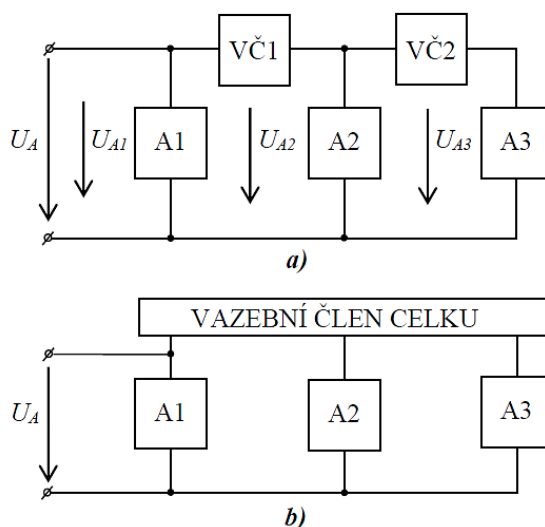
Obr. 2 Paralelní řazení zdrojů s ochrannými diodami [1]

### 1.1.2 Spojování zdrojů pomocí vazebních členů

Z principu řazení zdrojů s ochrannými diodami vyplývá, že problematika paralelního spojování zdrojů spočívá v omezování, nebo také regulaci vyrovnávacích proudů zdrojů do doby, než se napětí dílčích zdrojů vyrovnají. V momentě, kdy jsou napětí na zdrojích stejná, spojí se přímo. Z toho vyplývá, že mezi tyto zdroje musíme zařadit nějaký vazební prvek, který bude plnit úlohu omezení vyrovnávacích proudů.

Jednou z možností, je použít proměnný odpor, který by byl řízen podle hodnoty proudu. To přináší řadu nevýhod, jako je například vznik velkých Joulových ztrát na odporu. Proto je tato možnost nevhodná pro velké výkony zdrojů.

V praxi se využívají různé koncepce vazebních nebo vyrovnávacích členů, které využívají induktivní vazbu. První způsob u galvanicky neoddělených koncepcí je použití cívky. Druhý způsob je transformátor u galvanicky oddělených koncepcí. Obě zmíněné koncepce přinášejí jisté výhody i nevýhody.



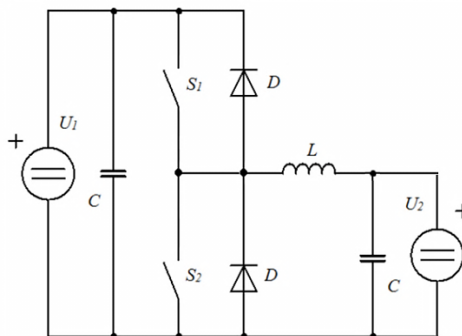
Obr. 3 Blokové schéma řazení zdrojů pomocí vyrovnávacích členů

Na Obr. 3 a) je naznačena koncepce kaskádního řazení bez galvanického oddělení. Při spojování zdrojů do této koncepce je energie postupně přesouvána mezi akumulátory A1, A2, A3 přes vazební členy VČ1, VČ2. Vazební členy jsou strukturou jednodušší, umožňují však propojení jen mezi jednotlivými zdroji, což má vliv na menší účinnost celého uspořádání. Dynamika systému je dána odezvou sériového řazení vazebních členů vzhledem ke vstupním svorkám  $U_A$ .

Na Obr. 3 b) je naznačena koncepce spojení zdrojů do uzlu, pomocí společného vazebního členu celku. Tato koncepce umožňuje paralelně rozdělovat proudy do všech připojených zdrojů A1, A2, A3. Na rozdíl od kaskádní koncepce je zajištěna větší dynamika systému, protože vnitřní proudy jsou rozdělovány současně. Nevýhodou je složitější obvodové řešení tohoto vazebního členu celku. V praxi se často zdroj A1 nahrazuje „superkapacitorem“, který má sice malou kapacitu, ale velkou dynamiku.

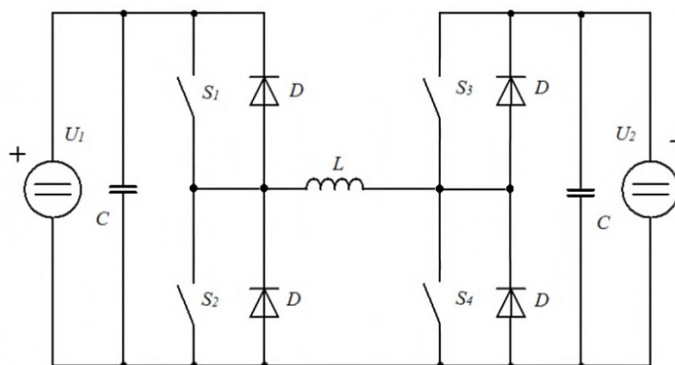
### 1.1.3 Vazba zdrojů pomocí pulsního měniče

Nejznámější způsob spojování napěťových zdrojů spočívá ve využití dvoukvadrantového zapojení pulsního měniče s reverzací proudu. V praxi se využívá dvou typů zapojení na obr. 4 a na obr. 5.



Obr. 4 Pulsní měnič v dvoukvadrantovém zapojení s reverzací proudu  
S rozdílnou hodnotou napětí zdrojů

Na Obr. 4 je konkrétní případ obousměrného měniče pro paralelní spojování napěťových zdrojů, které je spojením snižujícího a zvyšujícího měniče. Je-li spínán spínač  $S_1$  a  $S_2$  je vypnutý je energie přelévána ze strany zdroje o vyšším napětí  $U_1$  do zdroje s menším napětím  $U_2$ . V případě spínání spínače  $S_2$ , kdy spínač  $S_1$  ponecháme vypnutý je tok energie opačný. Nevýhodou zapojení je, že zdroje nikdy nemohou dosáhnout stejného napětí a nemohou být připojeny napřímo, protože zapojení pracuje pro jeden směr proudu jako snižující pro druhý směr jako zvyšující měnič.



Obr. 5 Pulsní měnič v dvoukvadrantovém zapojení s reverzací proudu  
se stejnou hodnotou napětí zdrojů [1]

Na Obr. 5 je zapojení se dvěma dvoukvadrantovými měniči s reverzací proudu, které odstraňuje nedostatek předešlého zapojení. Tento typ měniče umožňuje přelévat energii ze zdroje  $U_1$  do zdroje  $U_2$  i obráceně z  $U_2$  do  $U_1$ . Pro první případ, kdy je energie přesouvána ze zdroje  $U_1$  do  $U_2$  spínají spínače  $S_1$  a  $S_4$ . Uzavírá se obvod a do cívky se začne akumulovat energie. Po rozepnutí spínačů je naakumulovaná energie z cívky  $L$  přesunuta přes diody spínačů  $S_2$  a  $S_3$  do zdroje  $U_2$ . Výhodou je, že směr proudu není určen velikostí napětí na jednotlivých zdrojích a je možno ji přelévat i ze zdroje s nižším napětím do vyššího. Jakmile jsou napětí obou zdrojů shodná, je možnost zdroje spojit na přímo sepnutou kombinací spínačů  $S_1$  a  $S_3$ . Nevýhodou jsou ztráty na cívce a spínačích. [3, 4, 1, 2]

#### 1.1.4 Snižování ztrát měkkým spínáním

U napětových měničů vznikají komutační ztráty, které jsou označovány jako ztráty spínací (popřípadě vypínací). Tyto ztráty jsou největší v režimu tzv. „tvrdého spínání“, při němž komutuje proud z tranzistoru na nulovou diodu a naopak. Rezonančními měniči lze tuto ztrátu eliminovat. Využívá se zde rezonanční děj.

Zmíněné spínací ztráty lze omezit dvěma způsoby. První způsob je spínat při nulovém napětí, tato metoda je nazývá ZVS (Zero Voltage Switching). Druhou metodou je spínání při nulovém proudu- ZCS (Zero Current Switching). Měnič, který využívá těchto principů patří do kategorie tzv. měkkého spínání. Ztrátový výkon je určen úbytkem napětí na tranzistoru, protékajícím proudem a na spínací frekvenci. Pokud budeme spínat tranzistor při nulovém napětí nebo nulovém proudu, tak omezíme zapínací (případně vypínací ztráty) na velmi malou, případně nulovou hodnotu. Díky měkkému spínání můžeme provést návrh měniče na vyšší kmitočty. Jsou také omezeny proudové i napětové špičky, které vyzařují do okolí rušení, čímž mohou ohrozit funkci samotného měniče nebo ostatních zařízení v okolí.

Těchto principů se využívá především z důvodu snížení spínacích a vypínacích ztrát, které vznikají na výkonových prvcích. Pro praktickou realizaci v oblasti pulzních měničů přicházejí v úvahu varianty spínače s rezonančním kondenzátorem umístěný paralelně k zátěži nebo ke spínači. U našeho vazebního měniče bylo vybráno zapojení, kdy je kondenzátor umístěn paralelně k zátěži. [3, 1, 7]

### 1.2 Návrh a funkce vazebního měniče

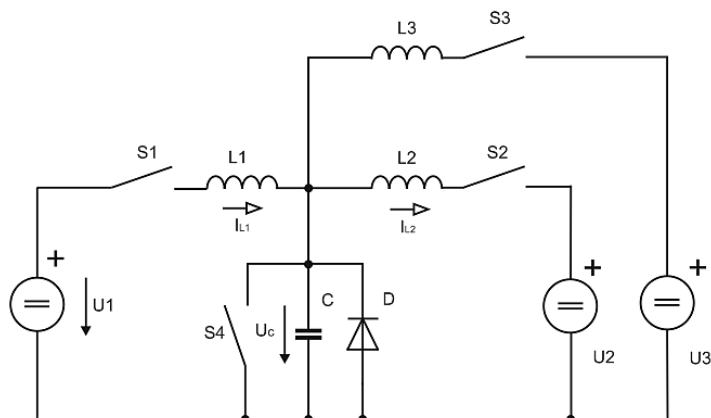
Možnosti řazení stejnosměrných zdrojů uvedené v kapitole 1.1.1 až 1.1.3 nevyhovují našim účelům. Jak již bylo uvedeno, paralelní řazení s ochrannými diodami nedovoluje vést proud oběma směry (ze zdroje lze proud odebírat, nikoliv dodávat např. při nabíjení). Pulzní měnič ve dvoukvadrantovém zapojení s reverzací proudu nevyhovuje našim účelům z důvodu velkých ztrát na vazební cívce a spínačích. Vhodným řešením je využít vazební měnič na principu rezonance s měkkým spínáním pro potlačení spínacích ztrát.

Výkonová část musí zajišťovat:

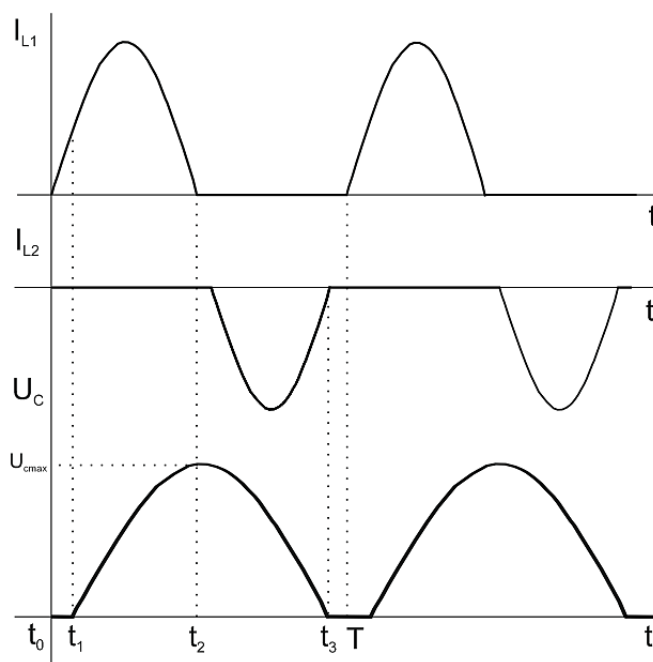
- Paralelní spojení tří stejnosměrných zdrojů s různým napětím jednotlivých zdrojů,
- obousměrný provoz měniče (energii musí být chopen přijímat i dodávat),
- zatížitelnost výkonové části napětím až 500V a proudy až 25A,
- rezonanční frekvence 55kHz (s možností doladění).

Schéma splňující tyto požadavky je uvedeno na obr. 6.





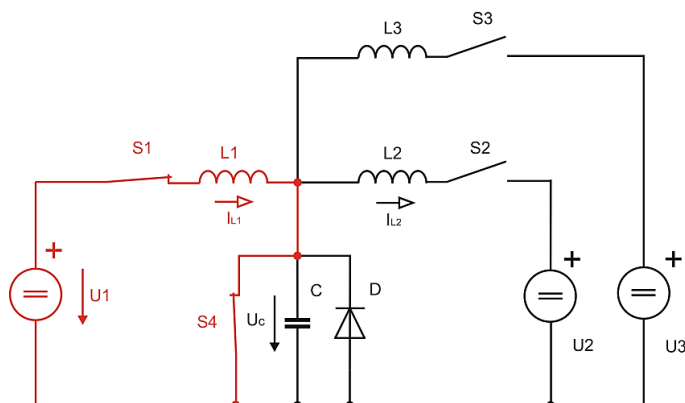
Obr. 6 Principiální schéma měniče



Obr. 7 Časové průběhy proudu a napětí

Činnost obvodu na obr. 6 rozdělíme do třech časových intervalů  $t_0$ - $t_1$ ,  $t_1$ - $t_2$ ,  $t_2$ - $t_3$ . Při výpočtech se uvažuje použití ideálních obvodových prvků. Na obr. 7 jsou nakresleny průběhy proudu cívkami  $I_{L1}$  a  $I_{L2}$  a napětí na akumulacním kondenzátoru  $U_C$ . Pro náš případ uvažujeme přelévání energie ze zdroje  $U_1$  do  $U_2$ . Větev se zdrojem  $U_2$  lze tedy považovat za zátěž. Spínač  $S_3$  necháme rozepnutý, větev se zdrojem  $U_3$  nebudeme brát v úvahu.

Interval  $t_0-t_1$ :



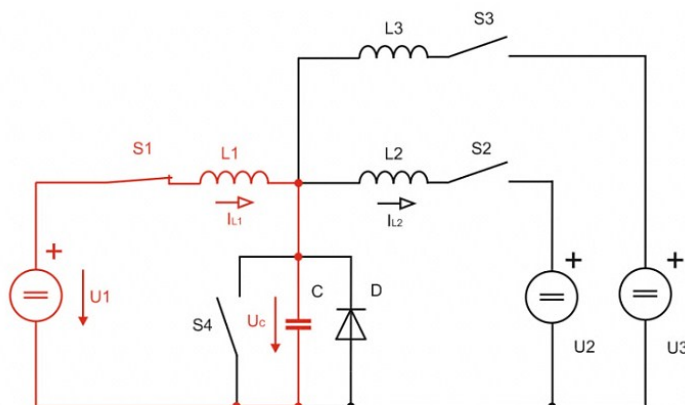
Obr. 8 Spínací kombinace v intervalu  $t_0-t_1$

V čase  $t = 0$  sepne spínače  $S_1$  a  $S_4$ . Spínače  $S_2$ ,  $S_3$  zůstanou rozepnuty. Předpokládáme, že v čase  $t = 0$  je proud  $I_L=0$  i  $U_C=0$ .

Cívkou začne protékat proud, který je úměrný velikosti zdroje napětí  $U_1$  a lineárně narůstá podle vztahu:

$$i_{L1} = \frac{U_1}{L_1} \cdot t \quad (1.1)$$

Interval  $t_1-t_2$ :



Obr. 9 Spínací kombinace v intervalu  $t_1-t_2$

V tomto intervalu rozepneme spínač  $S_4$ . Spínač  $S_1$  zůstává sepnutý. Energie již naakumulovaná v cívce se začne přelévát do kondenzátoru a narůstá na něm napětí, zatímco proud cívkou klesá. V okamžiku, kdy proud cívkou zanikne je na kondenzátoru maximální napětí  $2U_1$ .

Proud cívkou  $L_1$ :

$$i_{L1} = U_1 \cdot \sqrt{\frac{C}{L1}} \cdot \sin \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot t \quad (1.2)$$

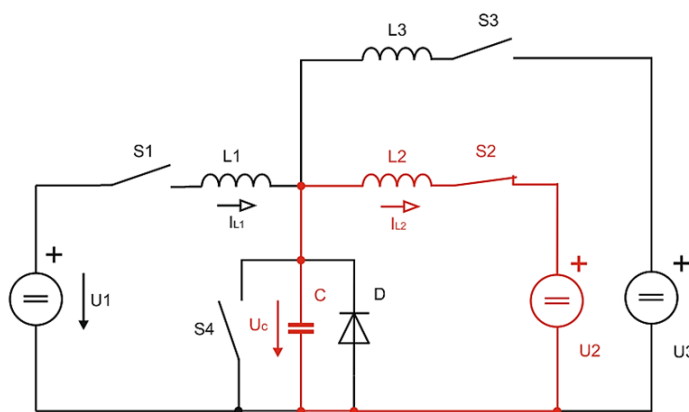
Napětí na rezonančním kondenzátoru:

$$u_c = U_1 \cdot \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{1}{L1 \cdot C}} \cdot t \right) \quad (1.3)$$

Špičková hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru:

$$u_{cmax} = 2U_1 \quad (1.4)$$

Interval  $t_2-t_3$ :



Obr. 10 Spínací kombinace v intervalu  $t_2-t_3$

V tomto intervalu rozepneme spínač  $S_1$ . V našem případě chceme energii přelévat do větve se zdrojem  $U_2$ , sepneme tedy spínač  $S_2$ . Energie nahromaděná v kondenzátoru  $C$  se začne přelévat do cívky  $L_2$  a narůstá proud opačné polarity. Interval končí v okamžiku poklesu napětí kondenzátoru na nulu. V rámci doby sepnutí spínače  $S_2$  ovlivníme velikost přenesené energie do zdroje  $U_2$ . [3, 1, 5]

Napětí na rezonančním kondenzátoru:

$$u_c = u_c(t_2) - \frac{I_{L2}}{C} \cdot t \quad (1.5)$$

V další periodě se celý spínací proces opakuje.

### 1.3 Simulace modelu

Ověření a odladění návrhu vazebního měniče bylo provedeno pomocí simulačního softwaru OrCAD Pspice. V simulovaném zapojení uvažujeme přelévání energie ze strany zdroje  $V_6$  do zdroje  $V_7$  a současně do zdroje  $V_{11}$ .

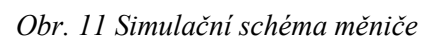
Modely spínačů  $S_1$  až  $S_8$  byly vybrány z knihovny ANALOG, jsou použity dva v každé větvi pro obousměrný tok energie. Ke spínači je paralelně připojena ideální dioda. Spínač byl nastaven na tyto hodnoty: Parametr vypnutého spínače  $V_{OFF}=0V$ , hodnota zapnutého spínače  $V_{ON}=15V$ . Odpor v sepnutém stavu  $R_{ON}=0,01\Omega$  a při vypnutém stavu  $R_{OFF}=1G\Omega$ . V simulaci je pro tok energie ze zdroje  $V_6$  do zdroje  $V_7$  a do  $V_{11}$  využito spínačů  $S_1, S_3, S_4, S_7$ .

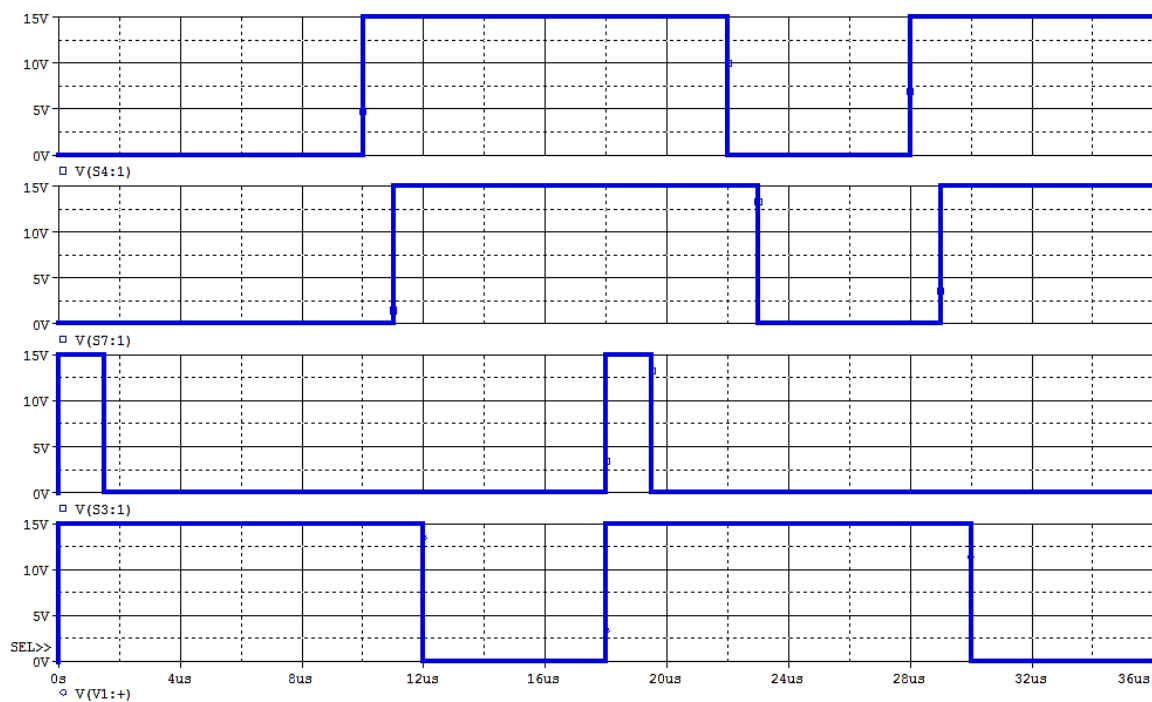
Zdroje  $V_1$  až  $V_{10}$  byly použity pulzní zdroje VPULSE. Tyto zdroje byly nastaveny na generování úrovně  $+15V$  pro zapnutý a  $0V$  pro vypnutý stav spínače. Hodnota  $T_D$  (Time delay) nám určuje dobu zpoždění v rámci periody. Touto hodnotou můžeme nastavit například dobu zpoždění sepnutí některého ze spínačů v akumulátorové větvi. Hodnoty  $T_R$  a  $T_F$  určují dobu náběžné a sestupné hrany pulzu. Doba byla zvolena na  $1ns$ , tím jsou omezeny napěťové překmity. Napěťové zdroje  $V_{DC}$  byly vybrány z knihovny SOURCE jsou označeny  $V_6, V_7, V_{11}$  a reprezentují akumulátory simulované pro konkrétní aplikaci včetně uvažování rezervy napětí.

Pomocí „pseudosoučástky“ PARAMETERS můžeme změnit hodnotu periody označeno PER, i hodnotu šířky pulzu PW pro všechny zdroje současně. Pro daný případ simulace jsou hodnoty nastaveny na  $PER=18\mu s$  a  $PW=9\mu s$ , to odpovídá spínací frekvenci přibližně  $55kHz$ .

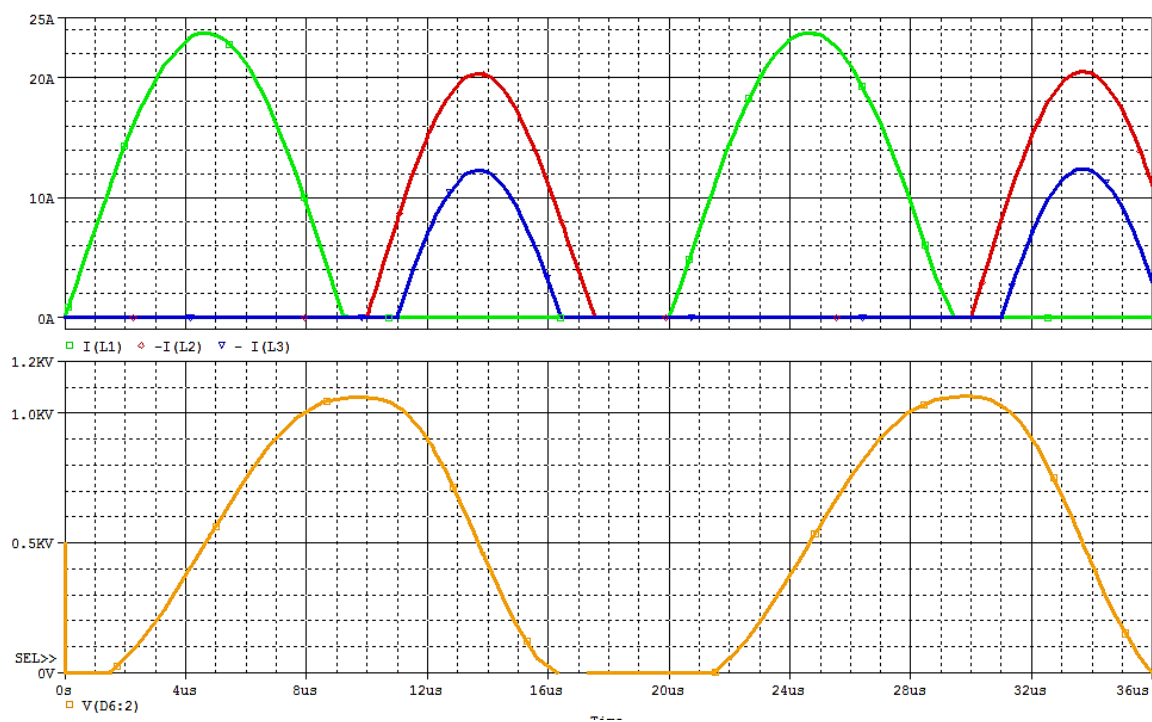
Modely cívek  $L_1$ - $L_3$  jsou ideální s doplněným předřadným odporem  $R_1, R_2, R_4$ .

Na rozdíl od principiálního zapojení byla simulace doplněna o spínač  $S_6$  se zpětnou diodou  $D_7$  a odpor  $R_3$ . Tato část slouží k inicializaci měniče po zapnutí. Kondenzátor  $C_1$  je paralelně přes odpor  $R_3$  vybit na nulovou počáteční hodnotu.

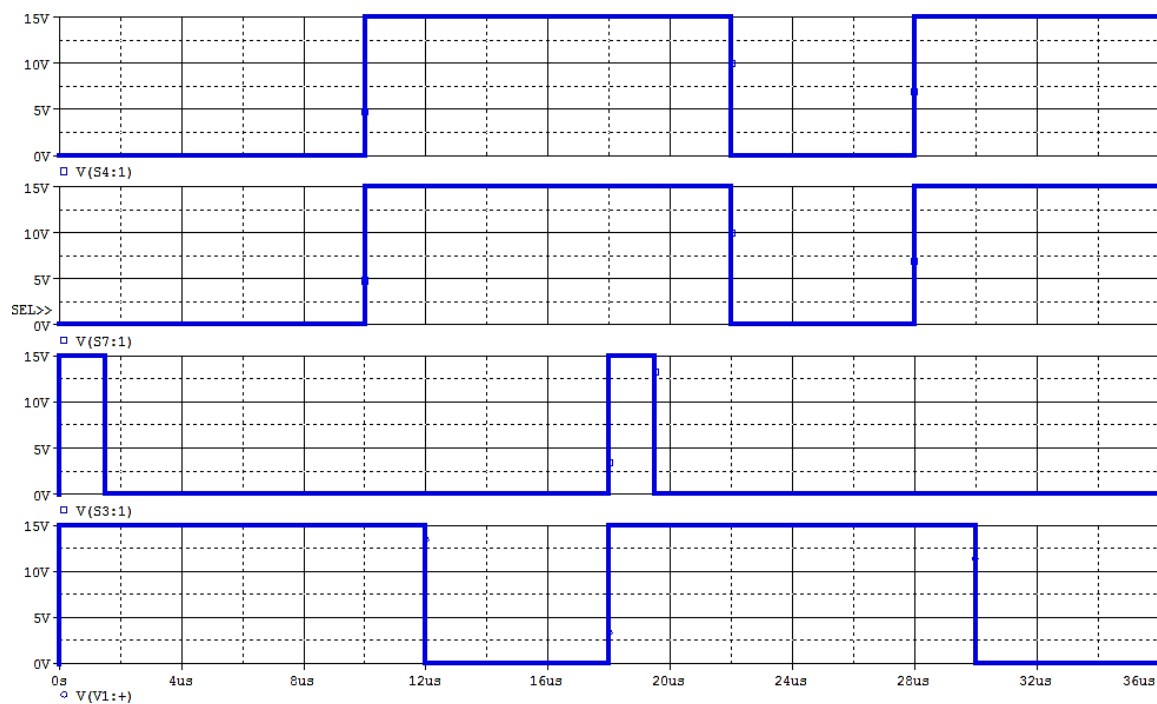




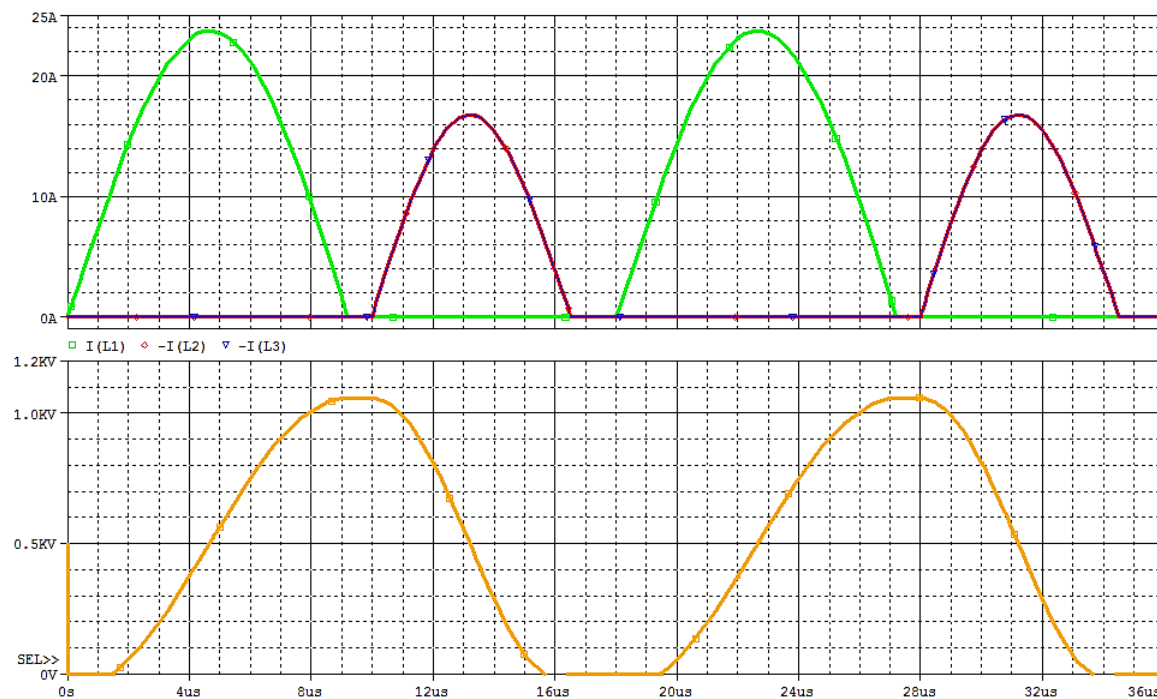
Obr. 12 Výsledek simulace: Průběhy spínacích pulzů



Obr. 13 Výsledek simulace: Průběhy proudů a napětí simulace s zpožděním  $T_D=11\mu s$



Obr. 14 Výsledek simulace: Průběhy spínacích pulzů



Obr. 15 Výsledek simulace: Průběhy proudů a napětí simulace se zpožděním  $T_D=10\mu s$

Legenda průběhů z výsledku simulace:

V(S4:1)- průběh spínacích pulzů, větve s cívkou  $L_2$  a zdrojem  $V_7$ .

V(S7:1)- průběh spínacích pulzů, větve s cívkou  $L_3$  a zdrojem  $V_{11}$ .

V(S3:1)- průběh spínacích pulzů na zdroji  $V_3$ , spínače  $S_3$  na kondenzátoru  $C_1$ .

V(V1:1)- průběh spínacích pulzů, větve s cívkou  $L_1$  a zdrojem  $V_1$ .

I(L1)- průběh proudu- zelená barva, větve s cívkou  $L_1$

-I(L2)- průběh proudu- červená barva, větve s cívkou  $L_2$

-I(L3)- průběh proudu- červená barva, větve s cívkou  $L_3$

Pozn. proudy cívkami  $I_{L2}$  a  $I_{L3}$  jsou vynásobeny -1, výsledkem je horizontálně otočený průběh z důvodu lepší přehlednosti.

Z obrázků výsledků simulací je patrné, že akumulátorová větev  $V_{11}$  je simulována pro dva případy délky zpoždění  $T_D$ .

První případ s nastavenou dobou zpoždění  $T_D=11\mu s$ . Z časových průběhů na obr. 13 je patrné, že spínač  $S_7$  sepnul se zpožděním. To zapříčiní zpožděné nabíjení indukčnosti  $L_3$  a klesne tak střední hodnota velikosti proudu tekoucí do zdroje  $V_{11}$ . Tím je ověřeno, že dobou zpoždění můžeme měnit velikost hodnoty proudu dodané do akumulátoru  $V_{11}$ .

Na obr. 15 je doba zpoždění nastavena na stejnou hodnotu  $T_D=10\mu s$  pro obě akumulátorové větve. Je patrné, že průběhy se překrývají a do akumulátorů teče stejný proud. Pro ideální případ s odladěným zapojením, pro dané akumulátory by měl součet proudů  $I_{L2}+I_{L3}$  být roven proudu  $I_{L1}$  z dodávaného akumulátoru. Podle teoretických předpokladů, napětí na kondenzátoru  $C_1$  dosahuje maximální hodnoty napětí dvojnásobku vstupního a to v době nulového proudu cívkou.

## 1.4 Dimenzování měniče

Při dimenzování a výběru součástek pro výkonovou část, vycházíme z výpočtů a výsledků simulace. Užitím Thomsonova vztahu dopočítáme hodnotu kondenzátoru, ze známé rezonanční frekvence a vybrané tlumivky.



### 1.4.1 Tlumivky

Ze zadání se předpokládá dimenzování měniče pro proudy až 25A. Z dostupné řady tlumivek od firmy FERYSTER byl vybrán typ DTMSS-47/0,068/45. Jedná se o tlumivku vinutou na prstenci o rozměrech jádra 56x26,5mm určenou pro DC-DC měniče. Indukčnost cívky je  $L=68\mu\text{H}$ , stejnosměrný sériový odpor  $R_{\text{DC}}=4,95\text{m}\Omega$  (tento odpor byl zohledněn i při simulaci). Proudová zatížitelnost tlumivky je až  $I_{\text{MAXL}}=45\text{A}$ , tudíž tento typ vyhovuje i s dostatečnou rezervou pro danou aplikaci. Pro praktické použití v měniči, byly první dva závity cívky opatřeny ochrannou bužírkou z důvodu možných napěťových špiček. Tím je navýšena napěťová odolnost izolace tlumivky.

### 1.4.2 Kondenzátory

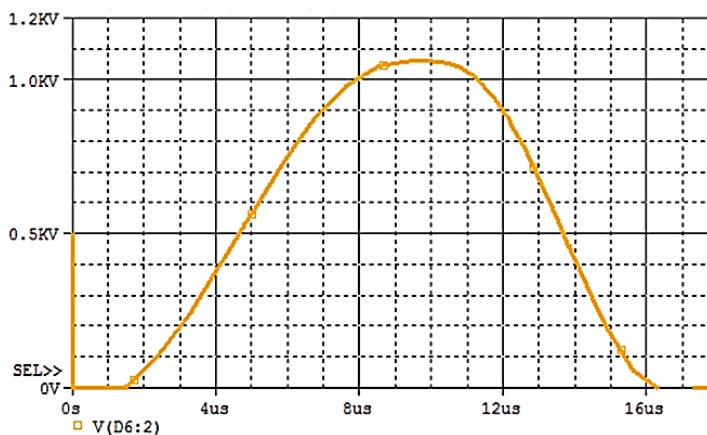
Z Thomsonova vztahu vypočítáme hodnotu kondenzátoru C:

$$f_{\text{rez}} = 55\text{kHz}, L=68\mu\text{H}$$

$$f_{\text{rez}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \Rightarrow C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_{\text{rez}}}\right)^2}{L} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 55000}\right)^2}{68 \cdot 10^{-6}} = 123 \cdot 10^{-9}\text{F} \Rightarrow 123\text{nF} \quad (1.6)$$

Hodnota kondenzátoru vychází 123nF, to ovšem neodpovídá typizované hodnotě kondenzátorů v řadě E6. Z toho důvodu použijeme nejbližší hodnotu 100nF a 22nF s paralelním řazením. Ve výsledku dostaneme hodnotu 122nF.

Dále je nutné kondenzátory dostatečně napěťově dimenzovat. Vyjdeme z výsledku simulace napětí na kondenzátoru.



Obr. 16 Průběh napětí na rezonančním kondenzátoru v oblasti maxima

V požadavcích je stanoveno dimenzovat výkonovou část na napětí zdrojů až  $U_x = 500\text{V}$ . Z návrhu vazebního členu bylo určeno, že teoretická špičková hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru dosahuje hodnoty dvojnásobku napájecího napětí. Ze simulace tato hodnota vychází téměř shodně  $U = 1050\text{V}$ .

$$U_{C\max} = 2U_x = 2 \cdot 500 = 1000\text{V} \quad (1.7)$$

Pro akumulaci energie byly vybrány metalizované polypropylénové kondenzátory (MKP) firmy WIMA, s hodnotu napětí až  $2500\text{V}$ . Takto vysoké hodnoty byly zvoleny z důvodu snižující se napěťové zatížitelnosti s rostoucí frekvencí.

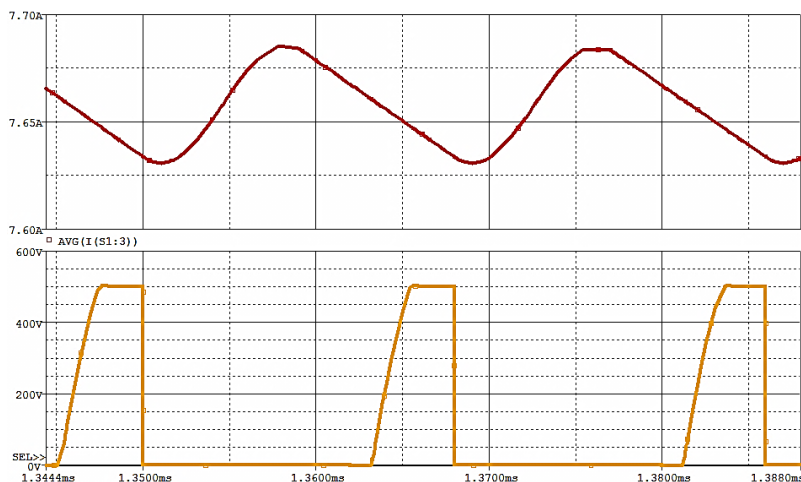
Dalším typem kondenzátorů, umístěných v těsné blízkosti IGBT modulů jsou blokovací kondenzátory. Jejich hodnota byla stanovena na  $100\text{nF}$  s napěťovou zatížitelností  $2000\text{V}$ . Tyto kondenzátory blokuji vysokofrekvenční složky napětí.

Posledním typem jsou filtrační kondenzátory, které byly z prostorových důvodů umístěny zvlášť na desku kondenzátorové baterie. Každá větev je osazena třemi kondenzátory  $330\mu\text{F}/400\text{V}$  v sérii, výsledná kapacita je  $110\mu\text{F}/1200\text{V}$ . Z bezpečnostních důvodů jsou ke kondenzátorové větvi zapojeny vybíjecí odpory. Tyto odpory zajistí rychlé vybití kondenzátorové baterie, jestliže odpojíme akumulátory.

### 1.4.3 Volba spínačů

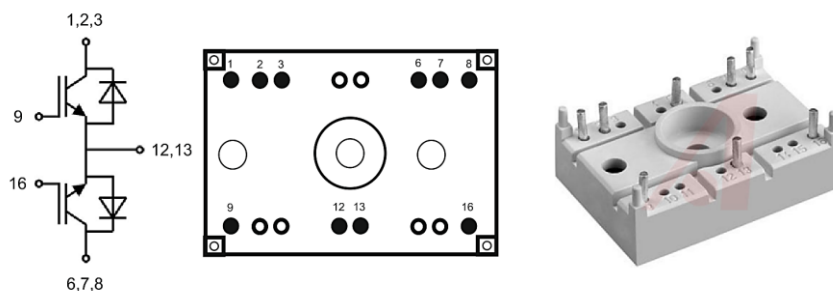
#### Spínače ve větvích

Při volbě spínačů v akumulačních větvích vycházíme z výsledku simulace, napěťového a proudového zatížení např. pro spínač  $S_1$ . Z obrázku vyčteme střední hodnotu proudu (červený průběh)  $I_{\text{AVG}} = 7,65\text{A}$ . Žlutý průběh zobrazuje napětí na spínači, hodnota se pohybuje skokově mezi  $0\text{V}$  a  $500\text{V}$ .



Obr. 17 Průběh proudu a napětí na spínači  $S_1$

Na základě výsledku simulace a ověřených typů spínačů na katedře elektroniky, byly použity IGBT moduly od firmy Semikron, typ SK60GM123. Jedná se o antisériově řazené tranzistory se spojenými emitory. V modulu jsou navíc obsaženy dvě nulové diody. Z tabulky vybraných parametrů je zřejmé, že moduly jsou dostatečně dimenzované pro tuto aplikaci.



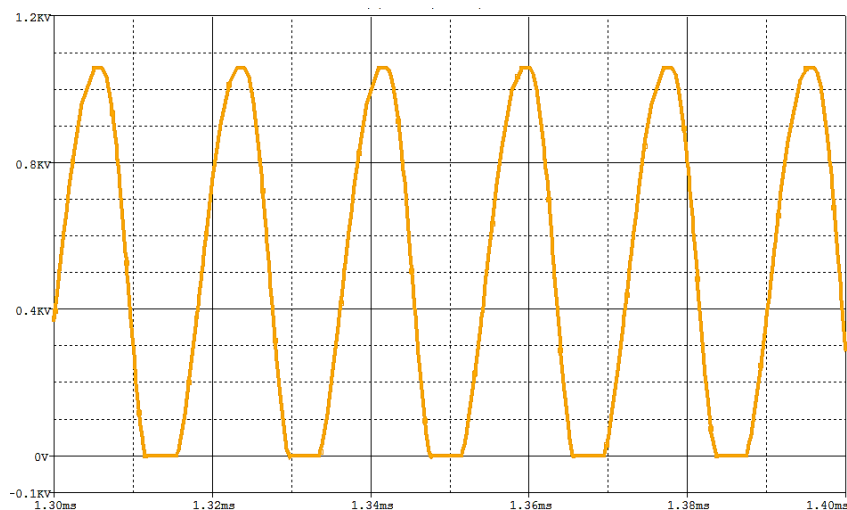
Obr. 18 IGBT modul SK60GM123

Tabulka 1.1: Vybrané parametry IGBT modulu

<b>Tranzistor</b>			
Jmenovitý proud kolektoru	$I_C$	60A	Pozn.
Maximální proud kolektoru	$I_{CM}$	120A	
Blokovací napětí	$U_{CES}$	1200V	
Napětí Gate-Emitor	$U_{GES}$	$\pm 20V$	
Saturační napětí	$U_{CE(sat)}$	3,1V	$I_C=50A$
Doba zapnutí	$t_R$	45ns	$U_C=600V / I_C=50A,$
Doba vypnutí	$t_F$	45ns	$U_{GE}\pm 15V, R_G=23\Omega$
Tepelný odpor čip - pouzdro	$R_{thj-c}$	0,6K/W	
Izolační napětí modulu	$U_{Izol}$	2500V	AC 1min
<b>Dioda</b>			
Jmenovitý proud v propustném směru	$I_F$	60A	
Diferenciální odpor	$r_d$	22m $\Omega$	
Prahové napětí	$U_{TO}$	1,2V	

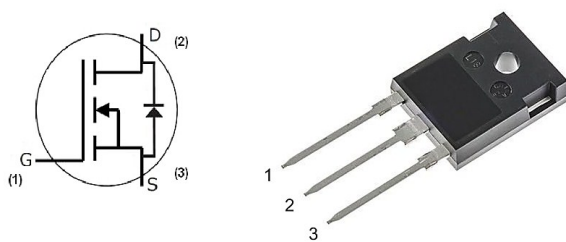
### Spínače pro paralelní větve

Při volbě spínačů paralelní větve vyjdeme z výsledku simulace napětíové zatížitelnosti spínače  $S_3$  (pro spínač  $S_1$  je hodnota stejná). Z obr. 19 je patné, že průběh napětí dosahuje v maximu až  $U_{MAX}=1050V$ . V paralelní větvi jsou tranzistory napětíově namáhány více.



*Obr. 19 Průběh napětí na spínači  $S_3$*

Na tuto pozici byly vybrány zcela nové typy tranzistorů na bázi karbidu křemíku (SiC). Tyto polem řízené tranzistory vykazují lepší vlastnosti než křemíkové typy, např. vyšší napětíové zatížení čipu, nebo větší dovolený ztrátový výkon. Byl vybrán konkrétní typ C2M0040120D firmy CREE v pouzdře TO-247. Součástí tranzistoru je i zpětná dioda. V tabulce jsou vybrané parametry z datového listu. [1, 8, 14]



*Obr. 20 Tranzistor CREE C2M0040120D*

Tabulka 1.2: Vybrané parametry tranzistoru C2M0040120D

Tranzistor			
Jmenovitý proud	$I_D$	60A	Pozn. $T_c=25^\circ\text{C}$
Špičkový proud	$I_{D(\text{peak})}$	160A	
Napětí Drain-Source	$U_{DS}$	1200V	
Napětí Gate-Source	$U_{GS}$	-5/+20V	
Prahové napětí Gatu	$U_{GS(\text{th})}$	2,6V	
Maximální ztrátový výkon	$P_D$	330W	
Odpor Drain-Source v sepnutém stavu	$R_{DS(\text{on})}$	40m $\Omega$	$V_{GS} = 20 \text{ V}, I_D = 40 \text{ A}$
Doba zapnutí	$t_R$	52ns	$U_C=600\text{V} / I_C=40\text{A},$
Doba vypnutí	$t_F$	34ns	$U_{GE}=-5/20\text{V}, R_G=2,5\Omega$
Tepelný odpor čip - pouzdro	$R_{thj-c}$	0,34K/W	
Dioda			
Jmenovitý proud v propustném směru	$I_F$	60A	
Zotavovací doba	$t_{rr}$	54ns	

#### 1.4.4 Výpočet ztrátového výkonu

Při výpočtu ztrát uvažujeme použití stejných tranzistorů i stejný ztrátový výkon na těchto prvcích. Dále budeme uvažovat, že jsou sepnuty čtyři tranzistory a tři diody současně - nejvyšší možné ztráty měniče. Vedení proudu jedním tranzistorem uvažujeme po dobu půl periody. Tranzistory jsou spínány v nule proudu a napětí, tudíž zapínací a vypínací ztráty jsou nulové.

Vycházíme z hodnot simulace:  $U_N = 500\text{V}$ ,  $I_{AVG} = 7,65\text{A}$ ,  $f_{REZ}=55\text{kHz}$ ,  $T=18\mu\text{s}$ .

Pro použitý typ IGBT modulu SK60GM123, byly z katalogového listu vyčteny parametry:

Tranzistor  $U_{CESAT}=3,7\text{V}$       Zpětná dioda  $U_{TO}=1,2\text{V}$ ,  $r_d=0,022\Omega$

Tranzistor:

$$E_{on} = 0 \quad E_{off} = 0 \quad (1.8)$$

$$E_{TR} = U_{CESat} \cdot I_{AVG} \cdot t_{TR} = 3,7 \cdot 7,65 \cdot \frac{1}{55 \cdot 10^3} = 2,57 \cdot 10^{-4} \Rightarrow 257\mu\text{J} \quad (1.9)$$

$$P_{FAVTR} = f_{sw} \cdot E_{TR} = 55 \cdot 10^3 \cdot 2,57 \cdot 10^{-4} = 14,13\text{W} \quad (1.10)$$

Dioda:

$$I_{FAV\_D} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{TR}} I \, dt = \frac{1}{18 \cdot 10^{-6}} \int_0^{9,09 \cdot 10^{-6}} 7,65 \, dt = 3,86A \quad (1.11)$$

$$I_{FRMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_{TR}} I^2 \, dt = \frac{1}{18 \cdot 10^{-6}} \int_0^{9,09 \cdot 10^{-6}} 7,65^2 \, dt = 29,55A^2 \quad (1.12)$$

$$P_{FAV\_D} = U_{T0} \cdot I_{FAV\_D} + r_d \cdot I_{FRMS}^2 = 1,2 \cdot 3,86 + 0,022 \cdot 29,55 = 5,28W \quad (1.13)$$

Celkový ztrátový výkon pak bude:

$$P_{TOT} = 4 \cdot P_{FAV\_TR} + 3 \cdot P_{FAV\_D} = 4 \cdot 14,13 + 3 \cdot 5,28 = 72,36W \quad (1.14)$$

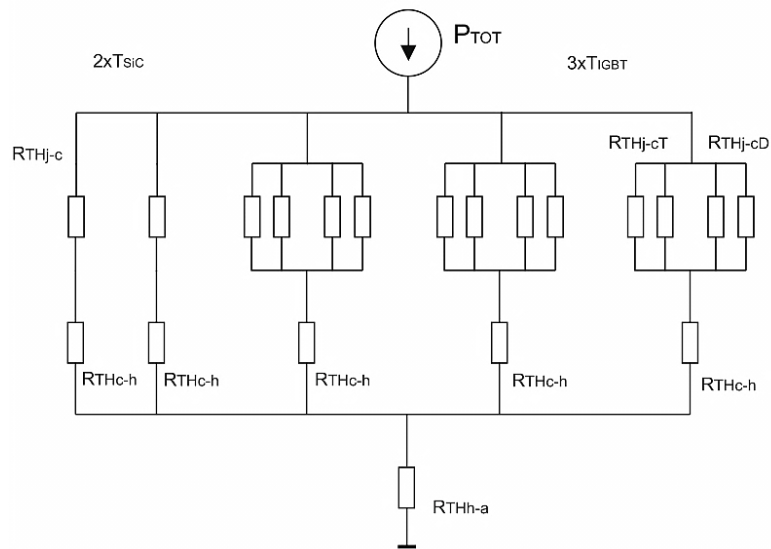
#### 1.4.5 Dimenzování chladiče

Při dimenzování chladiče musíme dbát na dostatečný odvod tepla z tranzistorů. Zároveň musíme zajistit, aby při jakémkoliv režimu měniče nebyla zvýšena teplota čipu nad maximální hodnotu  $T_{jmax}$ . Při výpočtu postupně zjednodušujeme tepelné schéma na obr. 21, až na výsledný tepelný odpor  $R_{th-h-a}$ . Z vypočítané hodnoty tepelného odporu vybereme chladič, který dostatečně pokryje tepelné ztráty na tranzistorech a nedojte tak k překročení maximální teploty přechodu.

Z katalogového listu vycházíme z hodnot tepelných odporů:

Tepelné odpory IGBT modulu:  $R_{THj-cD}=0,7K/W$ ,  $R_{THj-cT}=0,6K/W$

Tepelný odpor SiC tranzistoru a diody:  $R_{THj-c}=0,34K/W$



Obr. 21 Tepelné schéma tranzistorů a diod měniče

Výpočet tepelného odporu IGBT modulu:

Tepelný odpor modulu je dán paralelní kombinací dvou tranzistorů a dvou diod

$$R_{th j-c} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_{th j-cD} \cdot R_{th j-cT}}{R_{th j-cD} + R_{th j-cT}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,7 \cdot 0,6}{0,7 + 0,6} = 0,16 K \cdot W^{-1} \quad (1.15)$$

Stykový tepelný odpor sečteme s tepelným odporem součástky

$$R_{th j-h} = R_{th j-c} + R_{th c-h} = 0,16 + 0,1 = 0,26 K \cdot W^{-1} \quad (1.16)$$

Pro tři IGBT moduly

$$R_{th j-h}(3) = \frac{R_{th j-h}}{3} = \frac{0,26}{3} = 0,086 K \cdot W^{-1} \quad (1.17)$$

Výpočet tepelného odporu SiC tranzistoru:

Tepelný odpor SiC tranzistoru

$$R_{th j-c} = 0,34 K \cdot W^{-1} \quad (1.18)$$

Stykový tepelný odpor sečteme s tepelným odporem součástky

$$R_{th j-h} = R_{th j-c} + R_{th c-h} = 0,34 + 0,1 = 0,44 K \cdot W^{-1} \quad (1.19)$$

Pro dva SiC tranzistory

$$R_{th\ j-h}(2) = \frac{R_{th\ j-h}}{2} = \frac{0,44}{2} = 0,22 K \cdot W^{-1} \quad (1.20)$$

Teplota okolí se uvažuje  $T_a=30^\circ C$

$$R_{th\ j-a} = \frac{T_{j\ max} - T_a}{P_{TOT}} = \frac{125 - 30}{72,36} = 1,31 K \cdot W^{-1} \quad (1.21)$$

Celkový odpor chladiče

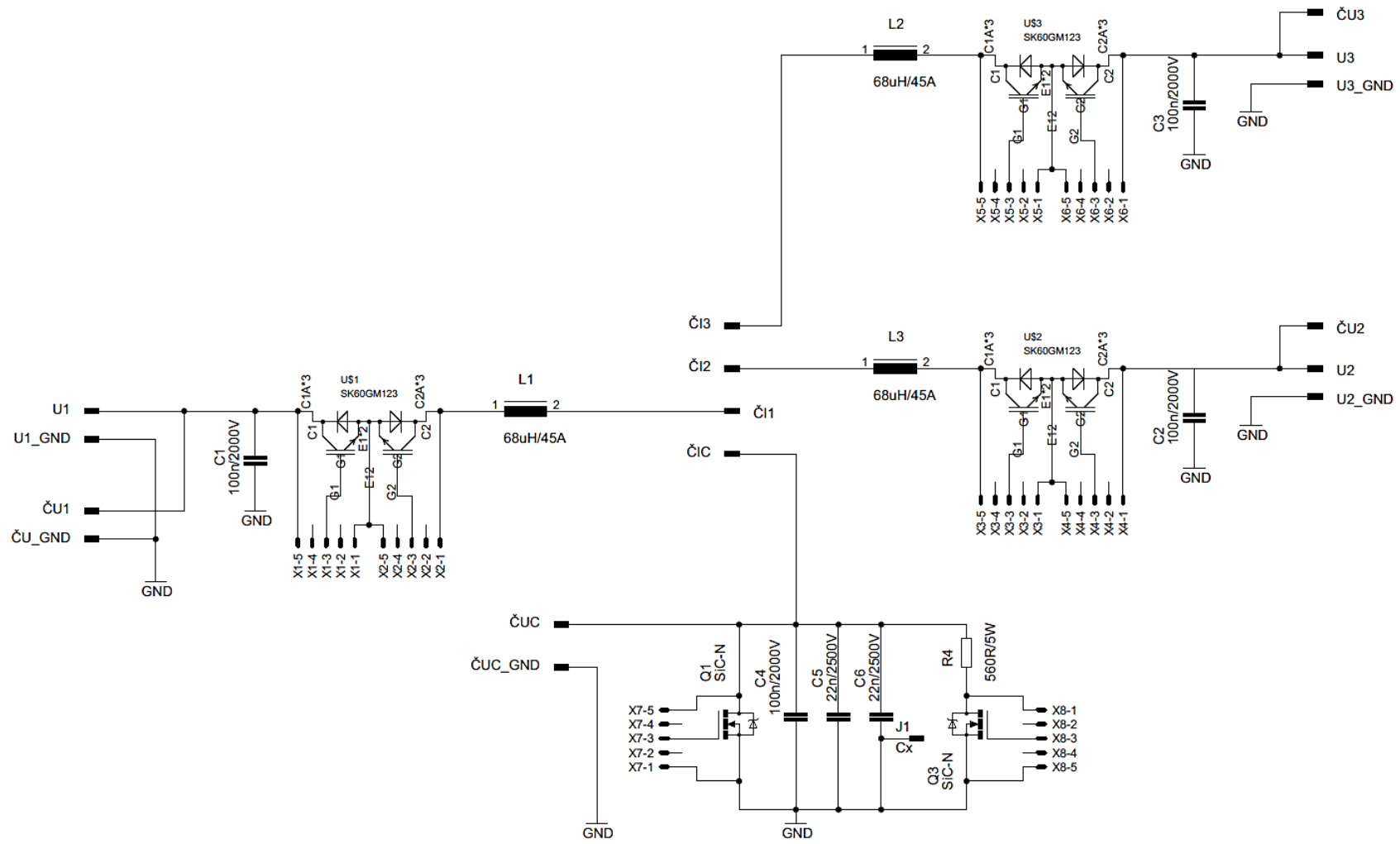
$$R_{th\ h-a} = R_{th\ j-a} - \frac{R_{th\ j-h}(3) \cdot R_{th\ j-h}(2)}{R_{th\ j-h}(3) + R_{th\ j-h}(2)} = 1,31 - \frac{0,086 \cdot 0,22}{0,086 + 0,22} = 1,25 K \cdot W^{-1} \quad (1.22)$$

#### 1.4.6 Výběr chladiče

Z konstrukčních důvodů byl vybrán hliníkový chladič od firmy Gama aluminium typ K 112. Jeho tepelný odpor je 0,9K/W na 100mm délku profilu. Chladič je umístěn na zadním panelu, ve vertikální poloze, délka profilu je 330mm. Pro další snížení tepelného odporu je chladič ochlazován ventilátorem. [1, 16]

Pozn. V katalogovém listu, výrobce neuvádí další konstrukční informace o tomto profilu. Vzhledem k předimenzování chladiče není nutná kontrola zpětným přepočtem na teplotu přechodu.



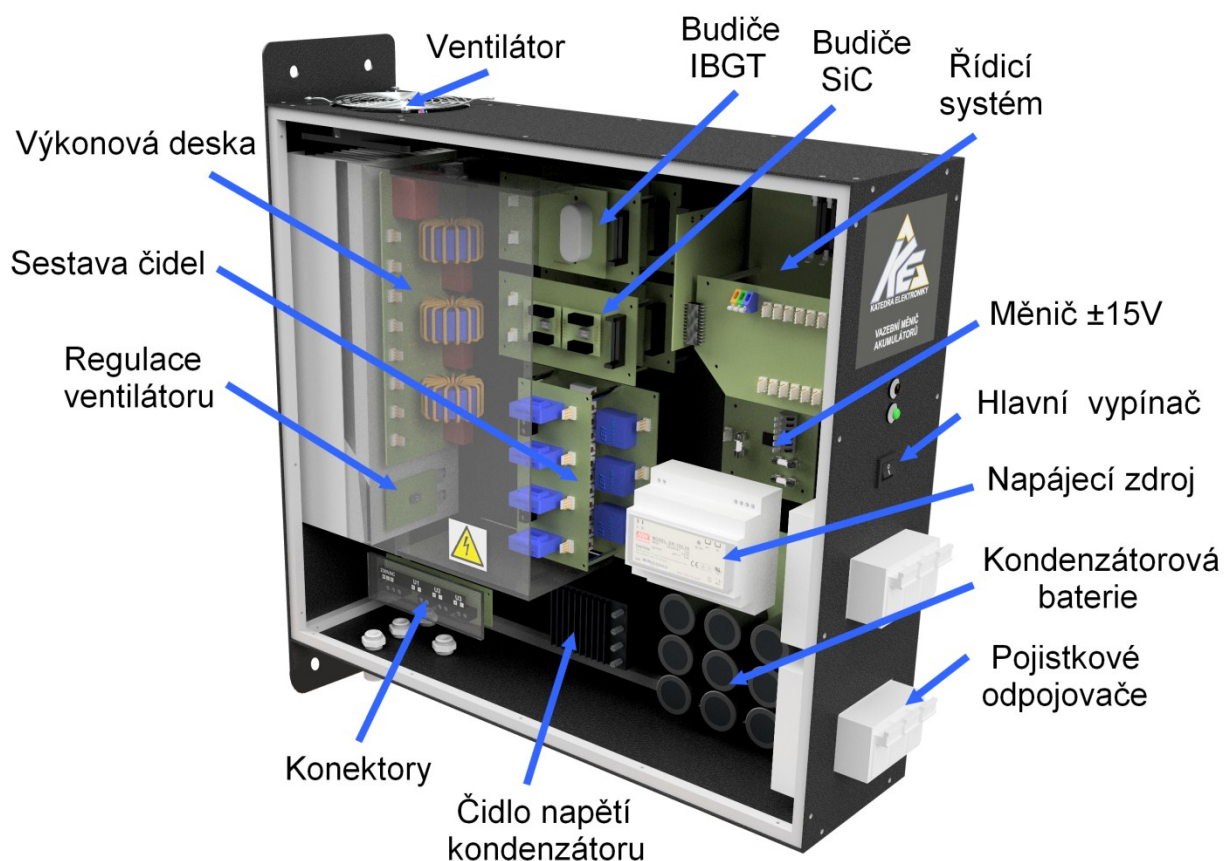


*Obr. 22 Obvodové schéma návrhu výkonové části*

## 2 Konstrukce 3D modelu

Tvorba 3D modelu je velmi výhodná například z hlediska rozložení použitých modulů, lepší prostorovou představivost a vytvoření přesných výkresů. Dalším důvodem tvorby 3D modelu je přímý export do DXF souboru pro souřadnicový systém laserového řezání plechů. Model měniče byl vytvořen v programu „Autodesk Inventor 2018“. Před samotným návrhem modelu byly stanoveny požadavky na konstrukci a výrobitelnost. Nejdůležitějším požadavkem bylo stanovit vhodné rozměry, tak aby dílčí komponenty a moduly se prostorově začlenily do skříně. Vazbení a poloha dílčí modulů se mnohokrát upravovaly. Na konci vznikla finální podoba na obr. 23.

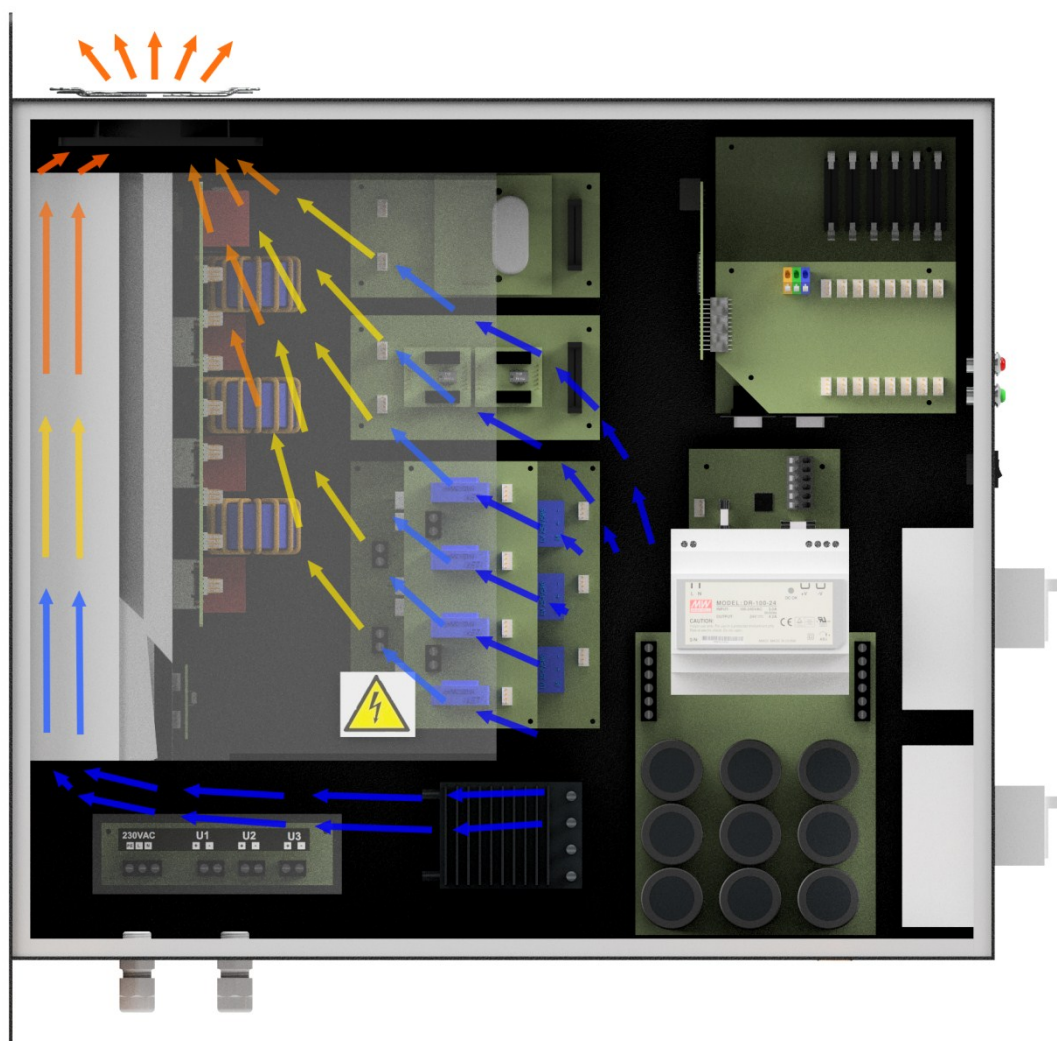
### 2.1 Výsledek konstrukčního řešení



Obr. 23 Konstrukční řešení 3D modelu měniče

## 2.2 Výměna chladicího vzduchu měniče

Výměna vzduchu je ve skříni měniče zajištěna nuceným chlazením. Teplý vzduch je odsáván ventilátorem přes žebra chladiče a „vzduchový tunel“ z plexi skla zejména pro zlepšení chlazení zahřívajících se modulů, předřadných odporů u čidel napětí a tlumivky. Kryt slouží i jako ochrana proti doteku v části o vysokém napětí, výkonové desky, čidel a budičů. Studený vzduch je přisáván skrze větrací otvory na bočním plechu.



Obr. 24 Výměna vzduchu v měniči

### 3 Realizace laboratorního modelu

Podkladem pro realizaci laboratorního modelu je 3D model, uvedený v předchozí kapitole. Dílčí komponenty a moduly měniče jsou umístěny v plechové skříni o vnějších rozměrech 580x550x150mm. Síla plechu je 2mm a celková hmotnost 24kg. Konstrukce je přizpůsobena pro montáž do rozvodné skříně, na zadním panelu jsou čtyři montážní šrouby M10. Plechy jsou mezi sebou spojeny pomocí dvanácti hliníkových hranolů, čtvercového profilu 10mm. Tento typ konstrukce byl zvolen především z důvodu snadné demontáže jednotlivých komponentů a snadnější vyrobitelnosti v podmínkách katedry. Povrchovou úpravu plechů tvoří černý matný lak s odstínem RAL9005. Z bočních stran jsou montovány úchyty pro snadnější přenášení zařízení. Podstavce jsou ze spodní strany namontovány šrouby M6. Manipulační nožky, které slouží pouze pro ožívování měniče.

Komponenty jsou rozmístěny tak, aby z důvodu minimalizace rušení od budičů byly co nejkratší vodivé spoje, přitom byl pohodlný přístup ke konektorové základně řídicího systému a výstupních konektorů.

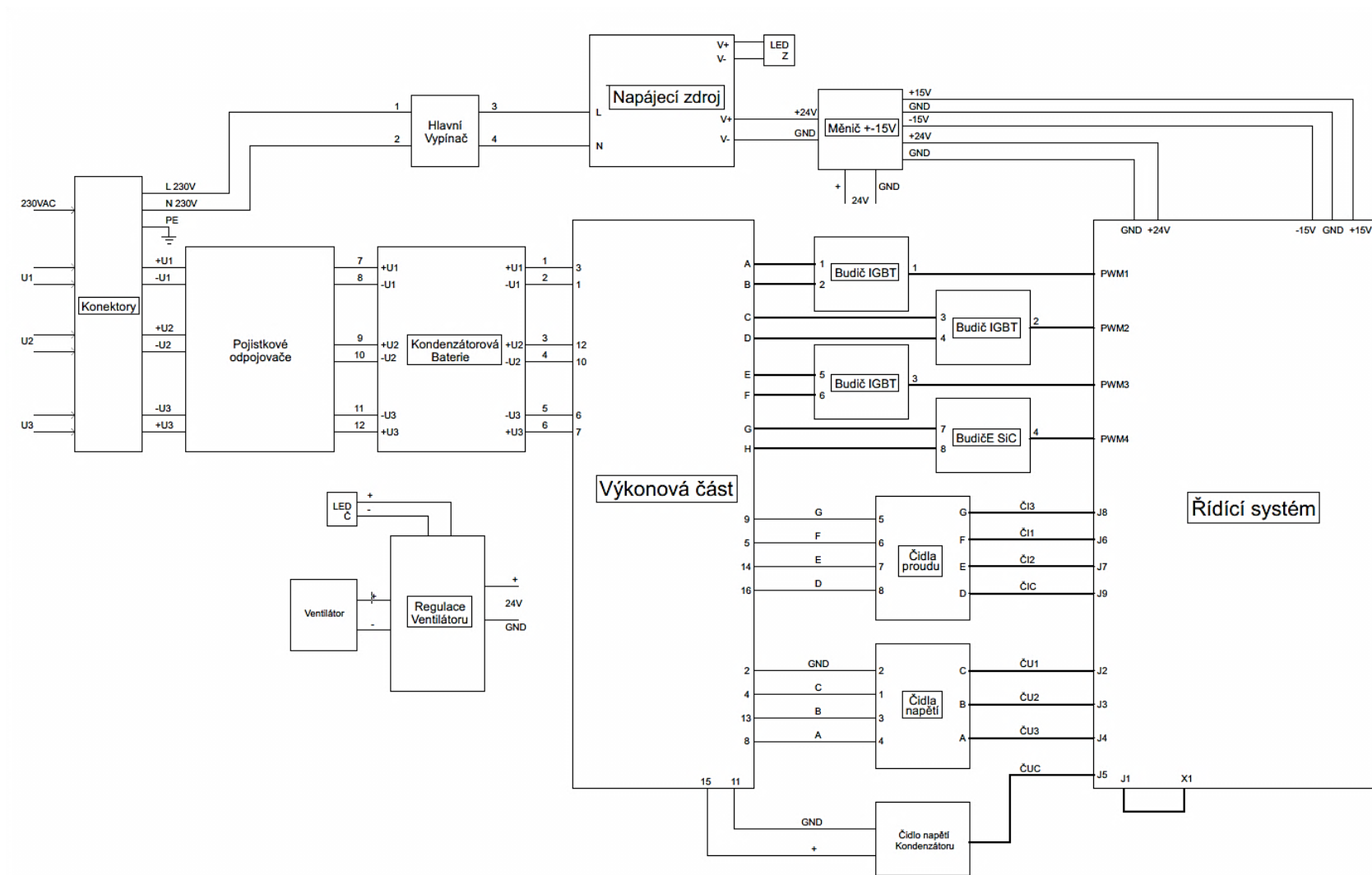
Výkonová deska je umístěna vertikálně z rozměrových důvodů i přístupu ke konektorům. Ostatní moduly jsou uchyceny na bočním panelu na distančních sloupcích. Chladič je smontován dvěma L profily a uchycen čtyřmi šrouby na zadní panel. Deska s filtračními kondenzátory je umístěna mezi čidla a pojistkové odpojovače. Akumulátory a síťový přívod se připojí vodiči skrze PG průchodky k desce svorkovnic v dolní části měniče. Spínaný zdroj i pojistkové odpojovače jsou montovány na DIN liště standardní šířky 35mm.

Na předním panelu jsou umístěny dvě kontrolky. Zelená signalizuje zapnutý měnič, červená pak zvýšenou teplotu chladiče. Dále je na předním panelu i Hlavní vypínač kolébkového typu, který odepíná primární přívod napájecího zdroje. Vrchní sekce pojistkových odpojovačů odpojuje záporný pól akumulátorů, spodní sekce pak kladný pól akumulátorů.

#### 3.1 Blokové schéma konstrukční části měniče

Blokové schéma na obr. 25 zahrnuje moduly, součásti měniče a vzájemné propojení. Pro lepší orientaci jsou vývody a konektory číslovány. Bloky ohraničené rámečkem jsou moduly na plošném spoji.

Řídicí systém zajišťuje řídicí pulzy pro budiče z konektorů PWM1 až PWM4, dále zpracovává hodnoty z čidel napětí a proudu na analogových vstupech J2 až J9. Pro svou činnost potřebuje napájení +24V k napájení digitální části a ±15V pro napájení operačních zesilovačů. Výkonová část je propojena s budiči. Ty tvoří tři budiče IGBT modulů a jeden budič SiC tranzistorů, značeno abecedně písmeny A až H. Vstupní strana výkonové části, je zapojena ke kondenzátorové baterii, následují pojistkové odpojovače a konektory pro připojení akumulátorů. Primární strana napájecího zdroje je zapojena na hlavní vypínač a dále pak ke konektorům pro přivedení síťového napětí. Výstupní strana napájí měnič symetrického napětí pro řídicí systém a blok teplotní regulace ventilátoru.



Obr. 25 Blokové schéma měniče

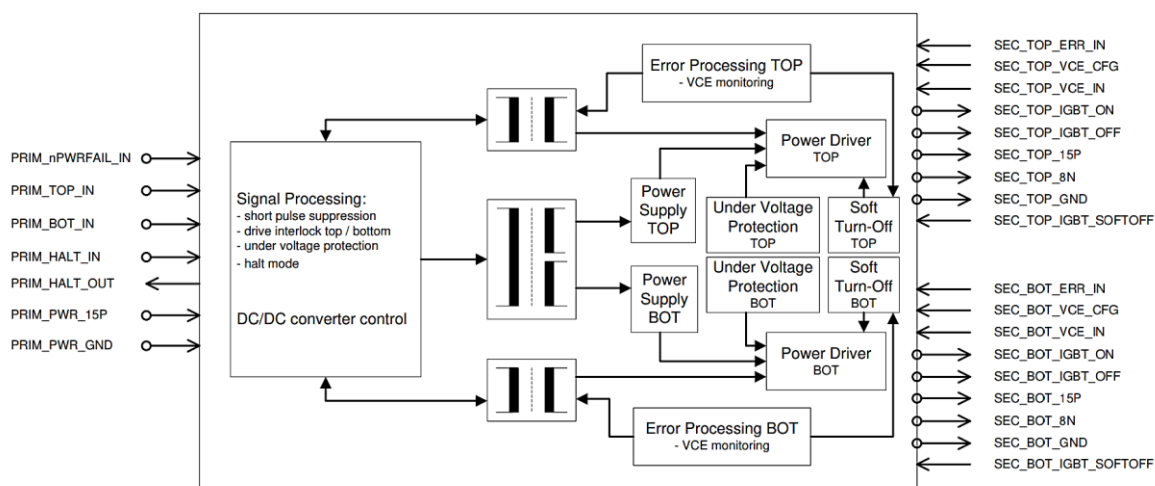
### 3.2 Budiče spínačů ve větvích

Úkolem budiče je ze vstupní strany řídicího signálu např. z procesoru vygenerovat na výstup dostatečný signál pro plné vybuzení polovodičových spínačů. Důležitým předpokladem je galvanické oddělení vstupní a výstupní strany, což je většinou zajištěno impulsním transformátorem. Velmi důležitou součástí budičů jsou elektronické ochrany, jejichž úkolem je zajistit spolehlivou činnost řízeného prvku a eliminaci nedovolených stavů.

Pro naši aplikaci byl použit ověřený typ budiče „SKYPER 32Pro“ od firmy Semikron, určený pro buzení IGBT modulů. Samotný budič nelze přímo připojit na IGBT moduly, je součástí přizpůsobovací desky s označením „Board1 Skyper32Pro“. Tato deska obsahuje konektory pro připojení dvou tranzistorů horní a spodní větve (v našem případě pro přímý a zpětný směr). Dále obsahuje volitelné zapínací a vypínací odpory, kompenzační kapacity, přepětovou, desaturační a tepelnou ochranu. V měniči je použito šest IGBT tranzistorů, jsou tedy zapotřebí tři budiče. Hodnoty zapínacích a vypínacích odporů byly experimentálně zvoleny  $R_{G(ON)} = R_{G(OFF)} = 18\Omega$ , doba nečinnosti desaturační ochrany budiče je určena na  $t = 5,1\mu s$ , hodnota kapacity zkratové ochrany budiče  $C_{CE} = 330pF$ . Tyto nastavení budiče bylo předmětem předchozích prací na katedře elektroniky. [9, 10, 1]



Obr. 26 Skyper32Pro s přizpůsobovací deskou



Obr. 27 Blokové schéma budiče



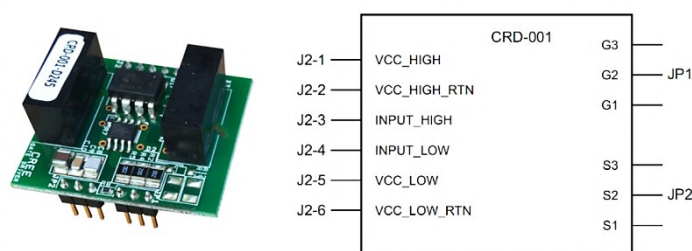
Tabulka 1.3: Vybrané Parametry budiče SKYPER 32Pro

Špičkový proud buzení	$I_{out(peak)}$	15A	Pozn.
Napětí $U_{CE}$ IGBT modulu	$U_{CE}$	1700V	
Maximální spínací kmitočet	$f_{SW}$	50kHz	
Napájecí napětí	$U_{CC}$	+15V	
Napětí na Gatu – sepnutí	$U_{G(ON)}$	15V	
Napětí na Gatu – vypnutí	$U_{G(OFF)}$	-7V	
Strmost napětí $du/dt$		50kV.us <sup>-1</sup>	
Rozměry			135 x 66mm

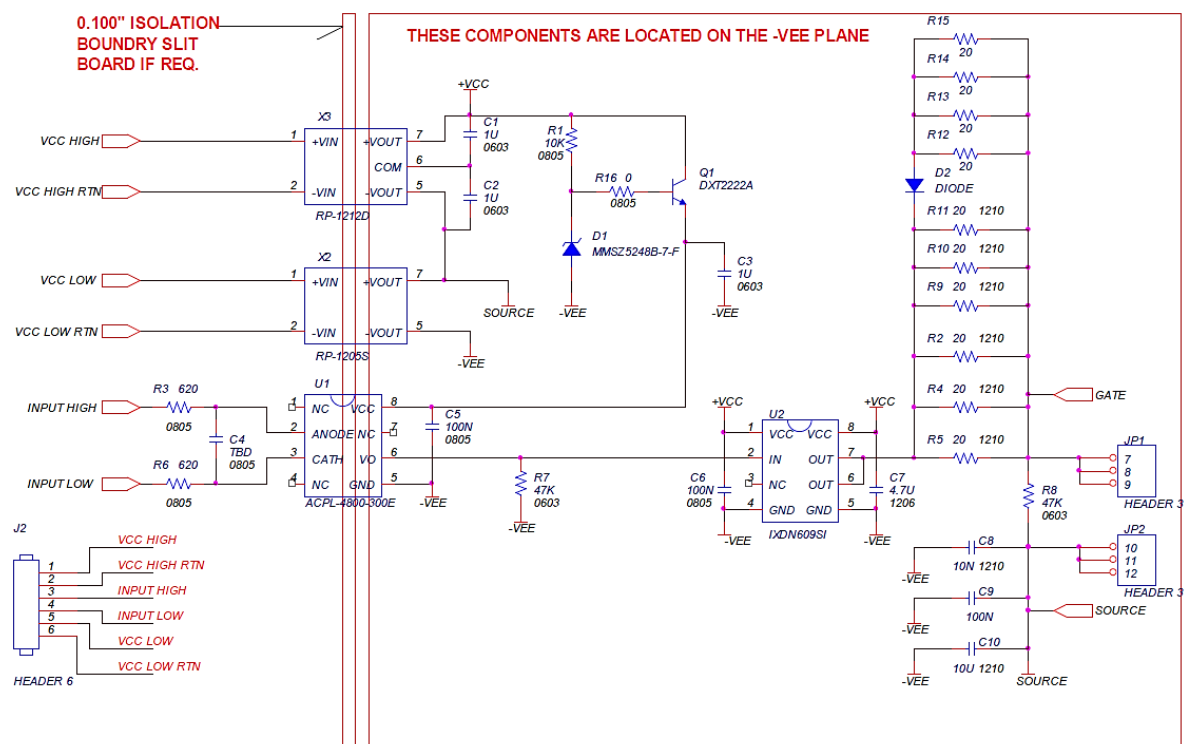
### 3.3 Budiče paralelních spínačů

Pro SiC tranzistory byly vybrány budiče firmy CREE typ CRD-001. Z obvodového zapojení na obr. 29 je funkce celého budiče následující: Vstupní signál je přes předřadné odpory  $R_3$ ,  $R_6$  zapojen na diodu optočlenu U1. Výstup optočlenu, už galvanicky oddělen od vstupního signálu, je přiveden na samotný budič U2 v integrované podobě. Výstup obvodu je přes řetězec předřadných odporů vyveden na konektory JP1 a JP2. Na konektor JP1 se připojí Gate tranzistoru a na JP2 pak Source tranzistoru. Samotné napájení obvodů budiče je řešeno dvěma izolačními DC-DC měniči. Měnič X3 vytváří symetrické napětí 2x12V, spojené v sérii a napájí obvod budiče označeno +VCC. Optočlen je napájen stabilizátorem se zenerovou diodou D1 a tranzistorem Q1. Druhý DC-DC měnič X2 vytváří napětí -5V pro napájení záporné větve budiče označeno -VEE.

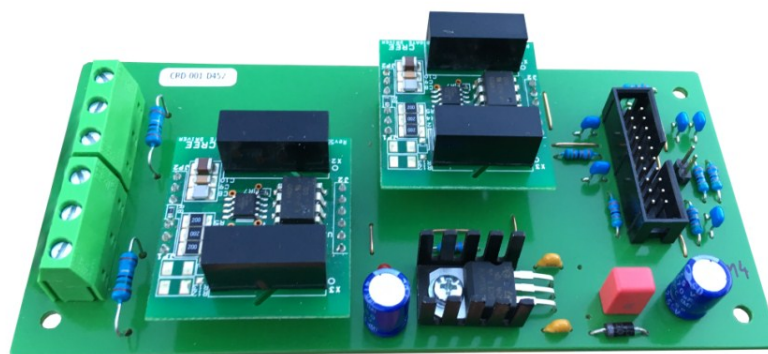
Součástí budiče je i přizpůsobovací deska, která upravuje napájení z řídicího systému a přivádí řídicí signály. Zapojení pinů konektoru MLW20 je provedeno tak, aby bylo slučitelné s původním řešením budiče SKYPER32Pro. Piny X1,3,5 slouží k přivedení napájení +15V. Následuje lineární stabilizátor IC1, který stabilizuje napětí na +12V, které budič vyžaduje. Další důležité piny jsou X15 zajišťují buzení horní sekce tranzistoru a X16 pro dolní sekci tranzistoru. Pin X9 je určen pro povolení stavu budiče. Budič je aktivní v případě Log. 1 na tomto pinu (zkratovací propojka JP1 je vynechána). Ostatní nevyužité piny jsou ošetřeny RC členy. Výstupy na SiC tranzistory jsou vyvedeny na šroubovací svorkovnice, hodnoty předřadných odporů  $R_G$  byly experimentálně zvoleny na 16Ω. Velkou nevýhodou oproti budičům Skyper32pro je absence všech ochranných obvodů. Dokumentace přizpůsobovací desky je součástí přílohy. [15]



Obr. 28 Budič tranzistoru CREE CRD 001



*Obr. 29 Obvodové schéma budiče*



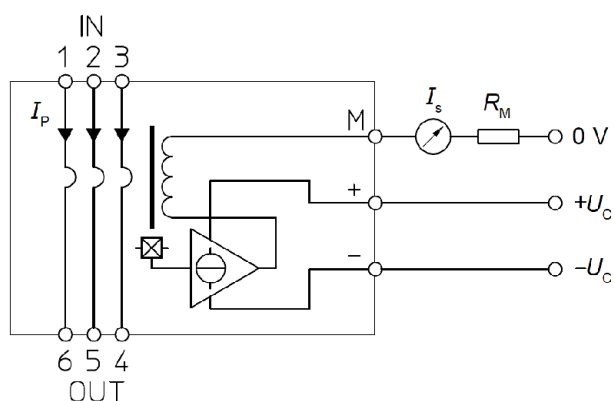
Obr. 30 Budiče SiC tranzistorů s přizpůsobovací deskou



### 3.4 Snímače proudu

Úkolem těchto snímačů je vyhodnotit proudy v akumulátorových větvích a proud rezonančním kondenzátorem. Svou vlastní indukčností by neměly ovlivnit rezonanční procesy a musí dostatečně rychle reagovat na odezvy změn proudů. Pro danou aplikaci byly vybrány čidla firmy LEM typ LAH-25. Tyto čidla využívají principu Hallova jevu v uzavřené smyčce. V datovém listu snímače se uvádí šířka pásma 0-200kHz (-1dB) s relativní přesností 0,5%. Čidlo nabízí tři rozsahy měření proudu, které nastavujeme propojením pinů vstupní a výstupní strany podle obrázku a tabulky níže. Z výsledku simulace vyšla střední hodnota proudu  $I_{AVG}=7,65A$ , proto byl zvolen rozsah 12A. Zkratovací propojkou na plošném spoji lze upravit rozsah na 25A.

Vstupní strany čidel jsou v obvodu zapojeny do společného uzlu mezi větvě měniče. Na výstupní straně čidla jsou tři svorky. Svorka M udává velikost měřeného proudu, vytvoří na měřicím odporu  $R_M$  úbytek napětí, který je vyhodnocen A/D převodníkem řídicího systému. Svorky + a – jsou připojeny k napájecímu napětí  $\pm 15V$ . [12, 1]



Obr. 31 Zapojení čidla proudu LAH-25

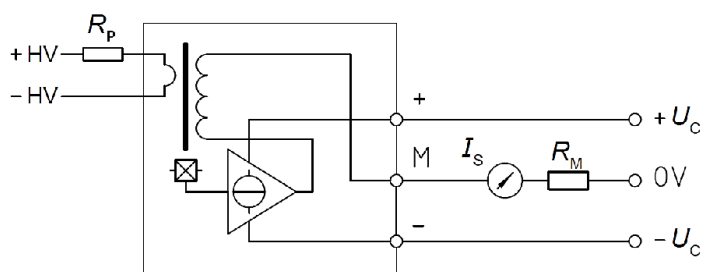
Tabulka 1.4: Zapojení čidla LAH-25

Primární jmenovitý proud	Primární maximální proud	Převod	Zapojení vstupně- výstupních pinů čidla
25A	55A	1:1000	
12A	27A	2:1000	
8A	18A	3:1000	

### 3.5 Snímače napětí

Pro měření napětí v akumulčních větvích byly vybrány čidla firmy LEM typ LV25-P. Výhodou těchto typů je možnost nastavení rozsahu měření pomocí předřadného odporu. Podobně jako čidla LAH pracují na principu Hallova jevu v uzavřené smyčce. Výstupní strana obsahuje tři svorky. Svorka M udává velikost měřeného napětí, vytvoří na měřicím odporu  $R_M$  úbytek napětí, který je vyhodnocen A/D převodníkem řídicího systému. Svorky + a – jsou připojeny k napájecímu napětí  $\pm 15V$ .

Tento typ čidel je v měniči obsažen v každé větvi, přímo na vstupních svorkách akumulátorů a jsou zapojeny proti společné zemi viz dokumentace čidel v příloze.



Obr. 32 Zapojení čidla napětí LV-25

Měřicí rozsah se nastavuje předřadnými odpory, které se volí s co nejpřesnější hodnotou odporu. Z obr. 32 je patrné, že na svorky  $\pm HV$  připojujeme měřené napětí a pomocí rezistoru  $R_P$  je vytvořen primární proud, který je výrobcem určen na  $I_{PN}=10mA$ . Z Ohmova zákona lze vypočítat hodnotu odporu pro požadovaný rozsah 600V dle následujícího vztahu:

$$R_P = \frac{U_R}{I_{PN}} = \frac{600}{0,01} = 60k\Omega \quad (3.1)$$

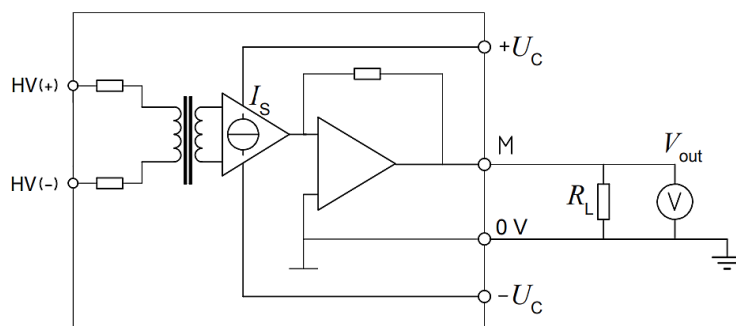
$$P_{TOT} = U_R \cdot I_{PN} = 600 \cdot 0,01 = 6W \quad (3.2)$$

Předřadné odpory jsou sériově řazeny po šesti kusech, hodnota jednoho odporu vychází na 10k $\Omega$ . Byl vybrán metal-oxidový typ RMO 10k 5W 5%. Tato hodnota byla měřením vybírána na co nejmenší toleranci odporu. Ztrátový výkon na rezistorech vychází  $P_{TOT}=6W$ . Je tedy zřejmé, že odpory jsou předimenzovány až na 30W.

V příloze je obsažena dokumentace k sestavě čidel napětí a proudu.

Napětí na akumulacním kondenzátoru snímá čidlo LEM CV 3-200. Tento typ je určen pro vyšší měřicí kmitočty 0-700kHz (-1dB). Jeho měřicí rozsah je pevně daný a nelze ho nastavit předřadnými rezistory jako u čidel LV-25. Připojení napájení a výstup pro řídicí systém je podobný jako u čidel LV-25 s tím rozdílem, že je vyvedena i nulová svorka čidla. Dle katalogového listu se doporučuje připojit zatěžovací odpor s hodnotou  $R_L \geq 1\text{k}\Omega$ , mezi měřicí a nulovou svorku.

Tento snímač je určen pro vrcholovou hodnotu napětí  $U_N=200\text{V}$ , což nevyhovuje zadaným parametrům. U prototypu je použitý pro dostatečný výstupní signál při sníženém napětí při ožiování měniče. Ve finálním stavu bude nahrazen snímačem CV3-1500. [11, 13, 1]



Obr. 33 Zapojení čidla napětí CV-3-200

Pozn. V laboratorním modelu jsou obsaženy i další moduly a komponenty, které byly již použity a popsány v konstrukční části předešlých prací, zahrnuty jsou však v blokovém schématu. Tyto komponenty jsou řídicí systém, napájecí zdroj, měnič symetrického napětí, pojistkové odpojovače.

### 3.6 Realizovaný laboratorní model



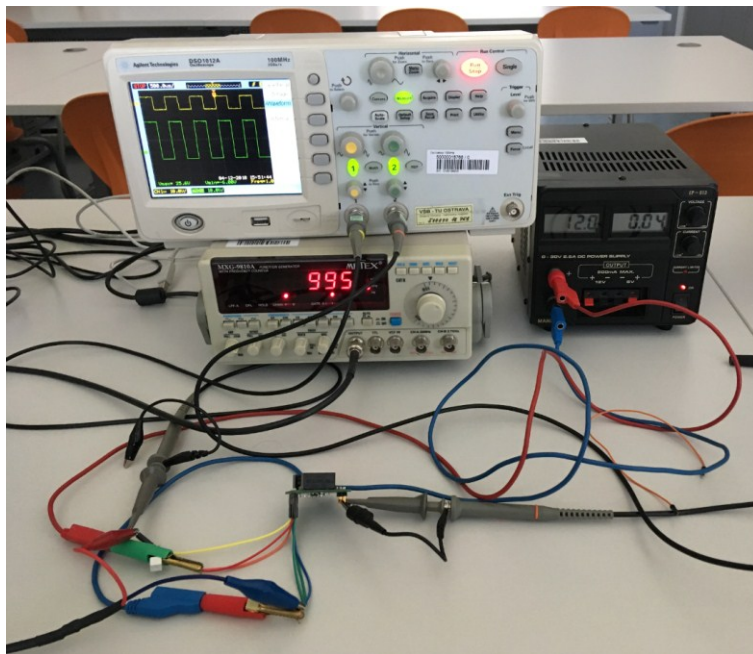
*Obr. 34 Realizovaný laboratorní model měniče*

## 4 Ověření funkce a měření

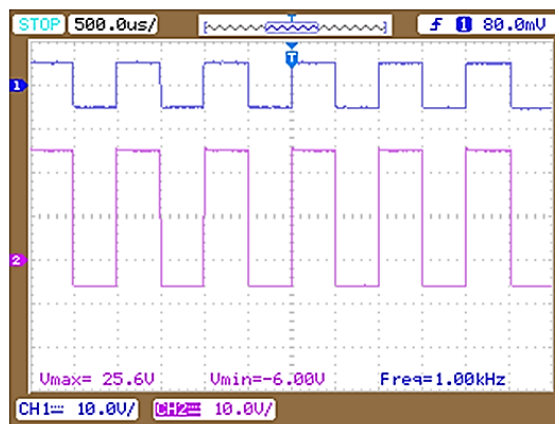
Při ověřování funkce SiC budiče včetně přizpůsobovací desky bylo sestaveno měřicí pracoviště na obr. 35. Jako vstupní signál byl použit generátor obdélníkového průběhu Metex MXG-9810. Vstupní napětí s hodnotou  $U_{IN}=10V$  bylo zvoleno s ohledem na doporučený rozsah napětí na optočlenu. Měření bylo provedeno bez zatěžovacího odporu. Napájení bylo zajištěno ze stabilizovaného zdroje MANSION EP-613 s hodnotou 12V připojených na pinech VCC budiče. Průběhy byly měřeny na dvoukanálovém osciloskopu Agilent DSO1012A. Z následujících obrázků je vstupní signál (žlutý průběh), výstupní signál (zelený průběh).

Na obr. 36 je změřena hodnota výstupního napětí na pinu Gate - JP1, při frekvenci 1kHz. Je patné, že výstupní napětí je nesymetrické pro kladnou úroveň vstupního napětí log. 1, dosahuje výstupní napětí 25,6V. Pro Log. 0 je na výstupu -6V. Tyto hodnoty řádově odpovídají teoretickým předpokladům buzení SiC tranzistorů. Na obr. 37 byla zvýšena frekvence na hodnotu 55kHz, odpovídající rezonanční frekvenci měniče. Hodnota výstupního napětí se změnila řádově v desetinách Voltů. Na posledním Obr. 38 je zobrazen průběh zpoždění výstupního signálu. Byla naměřena hodnota  $t_D=236ns$ . Budič má rychlou odezvu na vstupní signál a pro danou aplikaci je dostačující.

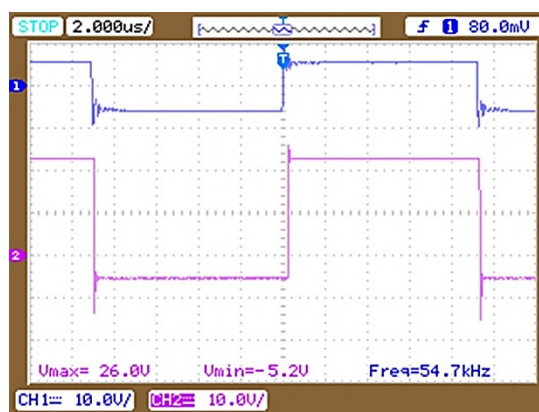
Oživení ostatních částí jako jsou budiče spínačů ve větvích a řídicí systém, bylo již provedeno v předchozí práci vazebního měniče (provedení menšího výkonu) na katedře elektroniky a vycházelo se z něj jako osvědčené řešení.



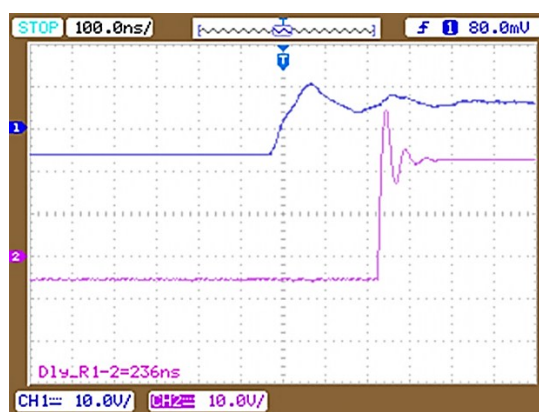
Obr. 35 Měřicí pracoviště



Obr. 36 Průběhy napětí Budiče- 1KHz



Obr. 37 Průběhy napětí Budiče- 55KHz



Obr. 38 Zpoždění výstupního signálu Budiče

## Závěr

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout a realizovat výkonnější verzi vazebního měniče pro vazbu tří akumulátorů. Práce vycházela z již osvědčeného provedení pro malé výkony z předchozích prací Katedry elektroniky. Hlavním přínosem práce byla inovace výkonové části na větší napětí akumulátorů, použití nových typů spínačů a budičů na bázi karbidu křemíku a celková realizace laboratorního modelu.

Realizovaný model najde využití především ve výzkumné činnosti Katedry elektroniky při řešení aktuální problematiky paralelního řazení zdrojů, o různých hodnotách napětí v nových typech sítí a z obnovitelných zdrojů.

Cílem práce na tomto měniči bylo nejprve se seznámit se s teorií týkající se rezonančních měničů, problematiky řazení stejnosměrných zdrojů a možných metod spojování zdrojů. Následně vytvořit principiální model vazebního měniče pro tři akumulátory, z něhož vychází simulační model s již konkrétními parametry akumulátorů. Výsledkem simulace byly průběhy, které tvoří základ pro dimenzování a výpočet obvodových součástek měniče. Pro vytvoření a odladěné simulované zapojení včetně vybraných součástek již bylo snadné navrhnout obvodové schéma a DPS výkonové části. Podobně se tímto způsobem řešily i ostatní součásti měniče. Paralelně s návrhem modulů byl vytvořen 3D model konstrukčního řešení, který tvořil základ pro realizaci laboratorního modelu. Jak je z obrázků patrné, vizuálně jsou oba modely shodné.

Navržené a realizované řešení vazebního členu je určeno pro další výzkumné práce katedry. Svými parametry se realizovaný měnič blíží reálným parametrům zdrojů např. při řešení koncepcí „Smart House“, nebo malých sítí „Smart Grids“. Své uplatnění by mohl najít i v soustavách nabíječek pro elektromobilitu.

## Použitá literatura

- [1] Návrh a realizace vazebního členu stejnosměrných zdrojů [online]. Ostrava, 2016 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <https://dspace.vsb.cz/handle/10084/115787>. Diplomová práce. Katedra elektroniky při VŠB- TUO. Vedoucí práce Prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.
- [2] Rezonanční vazební měnič pro systémy akumulace elektrické energie [online]. Ostrava, 2016 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <https://dspace.vsb.cz/handle/10084/116764>. Disertační práce. Katedra elektroniky při VŠB- TUO. Vedoucí práce Prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.
- [3] CHLEBIŠ, Petr. Polovodičové měniče s měkkým spínáním. Ostrava: VŠB - Technická univerzita, 2004, 148 s. ISBN 80-248-0643-6.
- [4] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998, 252 s. ISBN 80-7082-485-9.
- [5] FAKTOR, Zdeněk. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-86056-91-0.
- [6] Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT. Elektrevue [online]. [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <http://www.elektrevue.cz/clanky/04030/index.html>
- [7] ERICKSON, Robert W. a Dragan MAKSIMOVIĆ. *Fundamentals of power electronics*. 2nd ed. Norwell, Mass.: Kluwer Academic, c2001. ISBN 0-7923-7270-0.
- [8] SK 60GM123. Octopart.com [online]. Semikron, 2007 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <http://datasheet.octopart.com/SK60GM123-Semikron-datasheet-11749910.pdf>
- [9] BOARD 1 SKYPER 32 PRO R. Semikron.com [online]. Semikron, 2010 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/download/semikron-datasheet-board-1-skyper-32pro-r-l6100231>



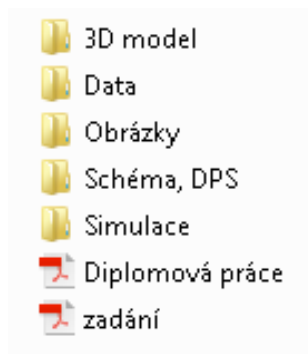
- [10] SKYPER 32 PRO R. *Semikron.com* [online]. Semikron, 2014 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skyper-32-pro-r-l6100202>
  
- [11] Voltage Transducer LV 25-P. *LEM* [online]. 2012 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>
  
- [12] Current Transducer LAH 25-NP. *LEM* [online]. 2015 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>
  
- [13] Voltage Transducer CV 3-200. *LEM* [online]. 2015 [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>
  
- [14] Silicon Carbide Power MOSFET C2M0040120D. *Wolfspeed* [online]. [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/165/C2M0040120D.pdf>
  
- [15] SiC MOSFET Isolated Gate Driver CRD-001. *Wolfspeed* [online]. [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: [https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/572/product/199/crd\\_001.pdf](https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/572/product/199/crd_001.pdf)
  
- [16] Chladič K112. *Gamaaluminium: katalog* [online]. [cit. 2018-04-21]. Dostupné z: [https://www.gamaaluminium.sk/download/katalog\\_2016\\_web.pdf](https://www.gamaaluminium.sk/download/katalog_2016_web.pdf)

## Seznam příloh

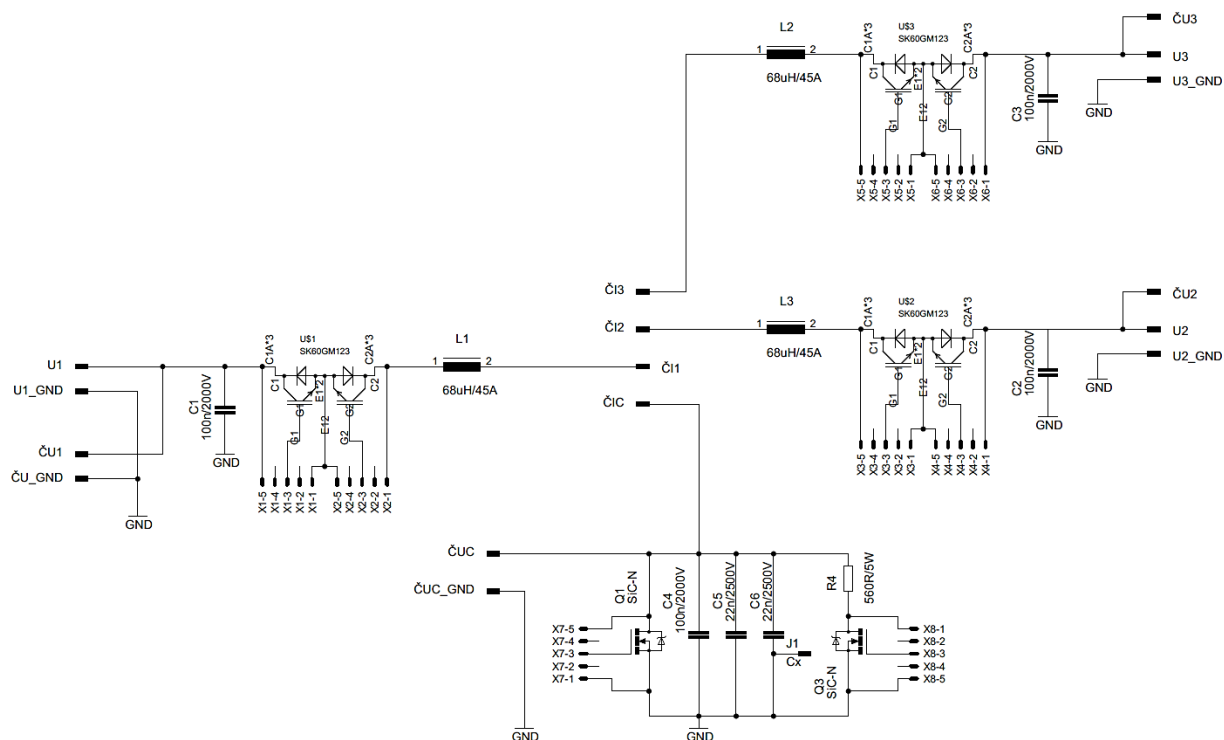
Příloha A:	Dokumentace Výkonové desky.....	I
Příloha B:	Dokumentace Regulace ventilátoru.....	III
Příloha C:	Dokumentace Sestavy čidel proudu a napětí.....	IV
Příloha D:	Dokumentace Budiče SiC tranzistorů.....	VI
Příloha E:	Dokumentace Kondenzátorové baterie.....	VIII
Příloha F:	Výkres konstrukce skříně.....	IX
Příloha G:	Fotografie- Výkonová část, sestava čidel napětí a proudu.....	X

Součástí příloh A až D je dokumentace konkrétních modulů, která zahrnuje obvodové schéma, návrh DPS ze strany součástek a rozpisku použitého materiálu.

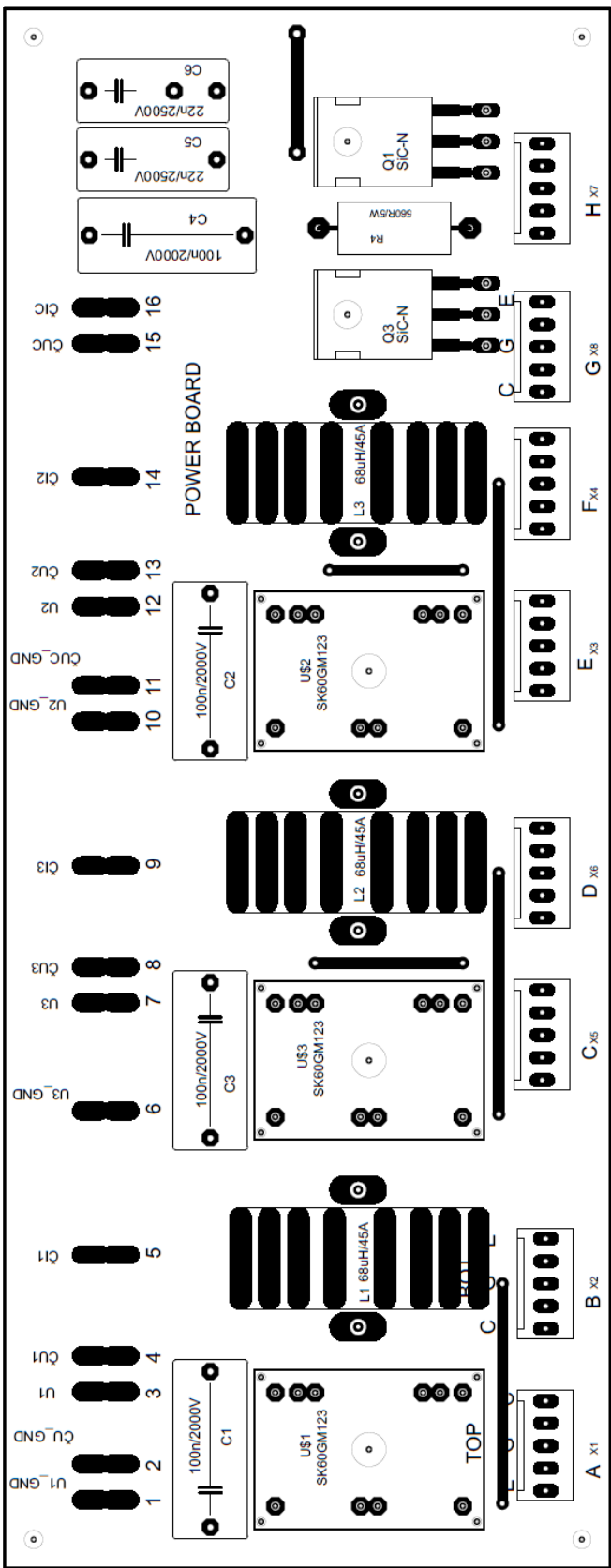
### Adresová struktura přiloženého CD



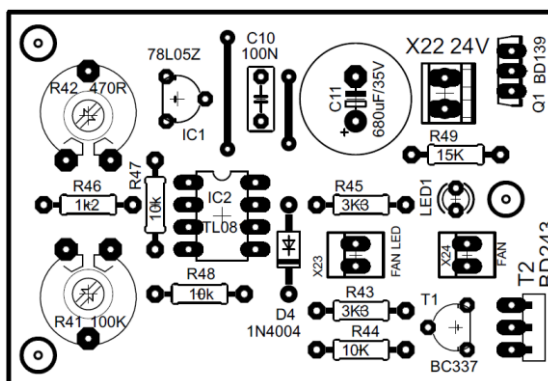
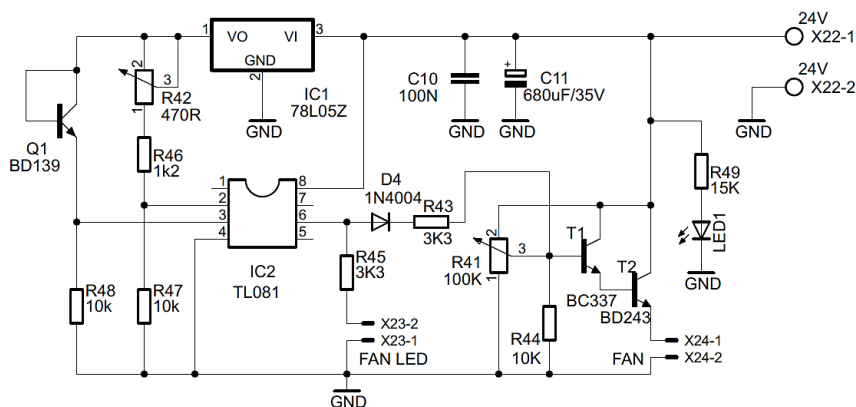
Příloha A: Dokumentace Výkonové desky



Označení	Název, hodnota	Počet kusů	Poznámka
C1,C2,C3,C4	Kondenzátor 100 nF, 2000 V	4	WIMA MKP10
C5,C6	Kondenzátor 22 nF, 2500 V	2	WIMA MKP10
R4	Rezistor 5W, 560R	1	
L1,L2,L3	Tlumivka 68uH/45A	3	DTMSS-47/0,068/45
Q1,Q2	Tranzistor C2M0040120D	2	
U1,U2,U3	Modul SK60GM123	3	SEMIKRON
P1 - P16	Faston DPS 6,3x0,8mm	16	
X1-X8	Molex KK-156-5	8	
POJISTKY	PV510-32A	6	Charakteristika gR

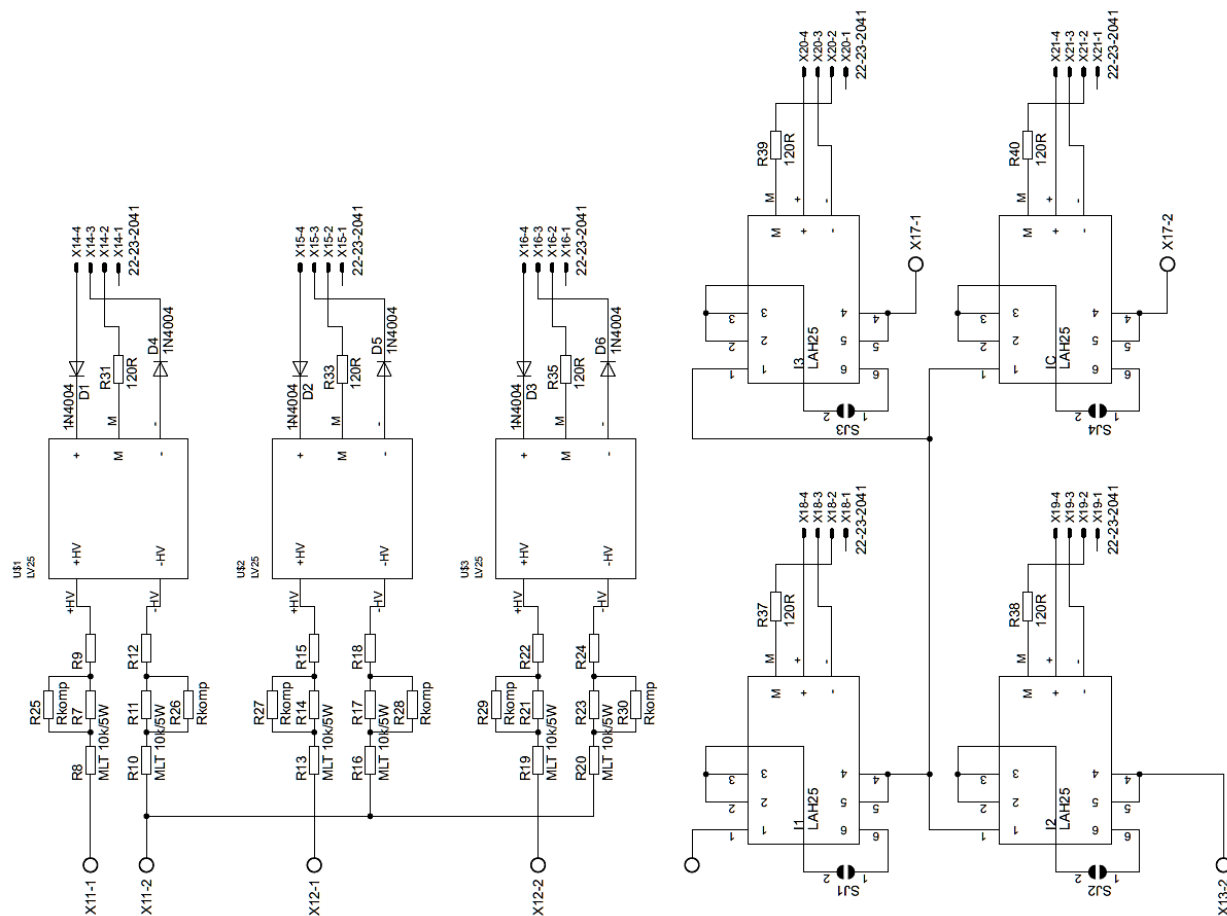


Příloha B: Dokumentace Regulace ventilátoru



Označení	Název, hodnota	Počet kusů	Poznámka
C10	Kondenzátor 100 nF	1	RM 5
C11	Kondenzátor 680u/35V	1	
R41	Trimr PT10-100kΩ	1	
R42	Trimr PT10-470R	1	
R46	Rezistor R0207-1k2	1	
R43,R45	Rezistor R0207-3k3	2	
R47,R48,R44	Rezistor R0207-10k	3	
R49	Rezistor R0207-15k	1	
D4	Dioda 1N4004	1	
LED1	LED 3mm	1	červená
IC1	Stabilizátor-78L05	1	5V/100mA
IC2	Integrovaný obvod TL081	1	DIL8
Q1	Tranzistor BD139	1	T0126
T1	Tranzistor BC337	1	TO92
T2	Tranzistor BD243	1	TO220
X23,X24	Konektor Molex	2	22-23-2021
X22	Konektor AK550/2	1	RM 3,96

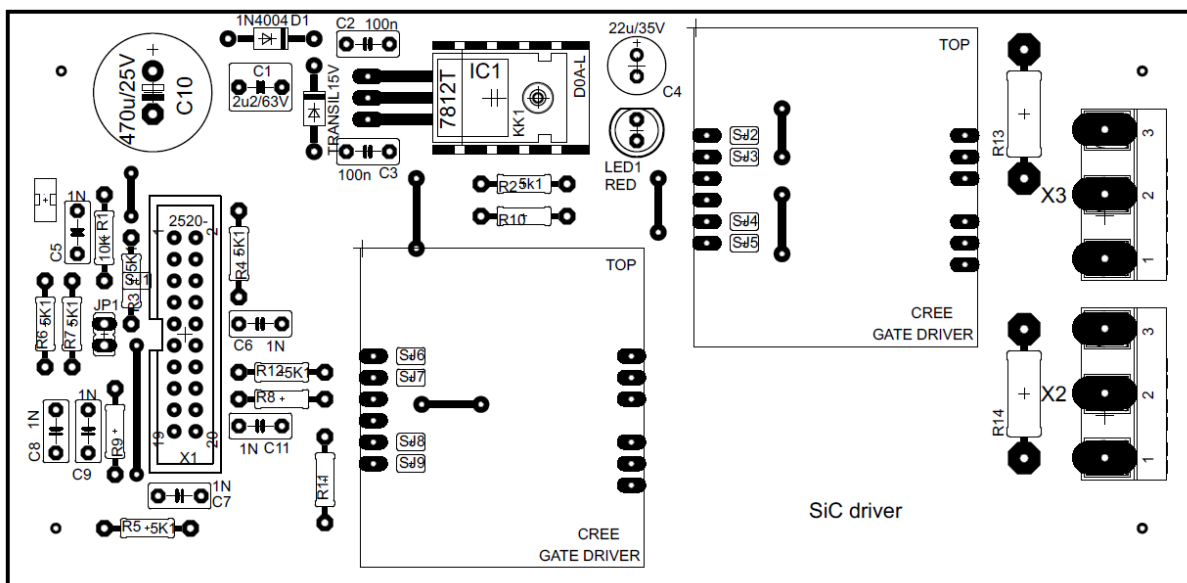
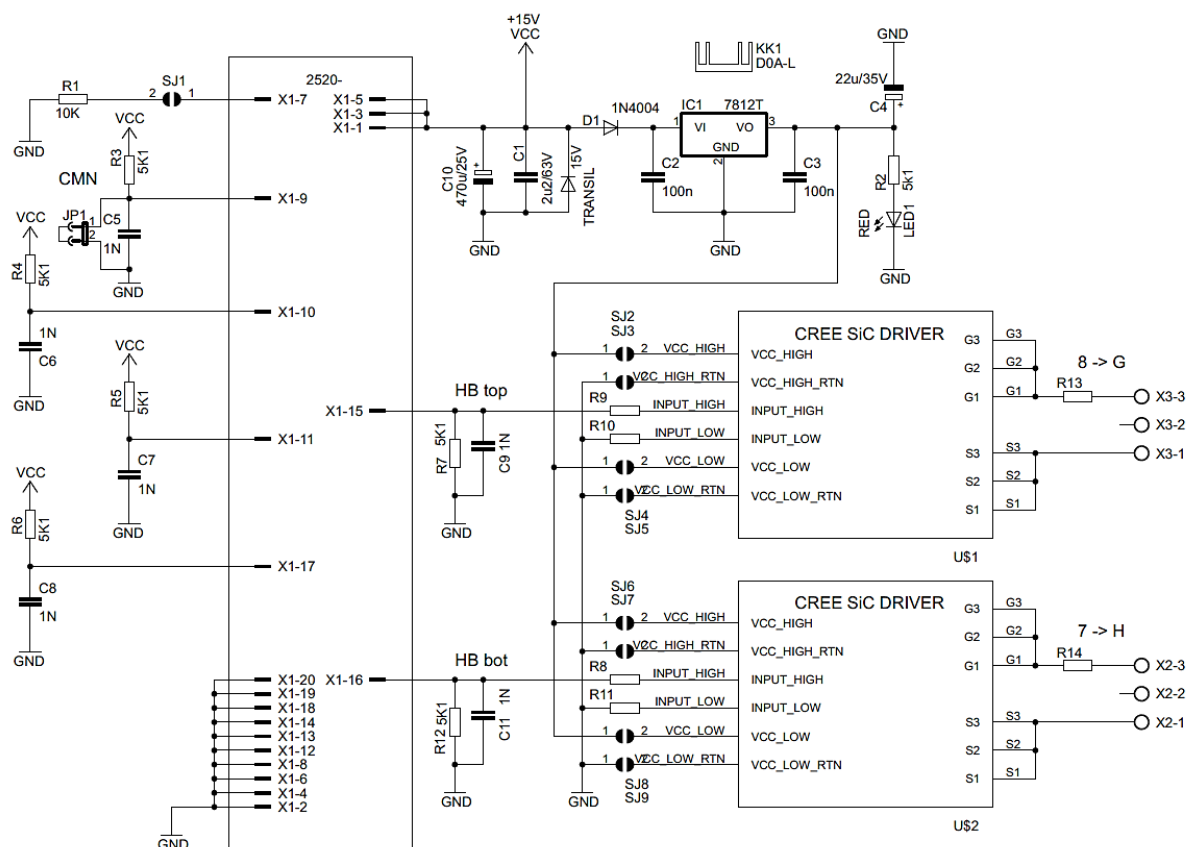
Příloha C: Dokumentace Sestavy čidel proudu a napětí



Označení	Název, hodnota	Počet kusů	Poznámka
R8 - R24	Rezistor 10kΩ/5W 5%	18	Metaloxidový
R25 - R30	Rezistor R0207	6	neosazeno
R31 - R33	Rezistor R0207	3	neosazeno
D1 - D6	Dioda 1N4004	6	
U1 - U3	Čidlo napětí LV25	3	LEM
U4 - U7	Čidlo proudu LAH25	4	LEM
X11, X12, X13, X17	Svorkovnice PTR AK114	6	2DS-7.5-V-GREY
X14 - X21	Konektor Molex	7	22-23-2021



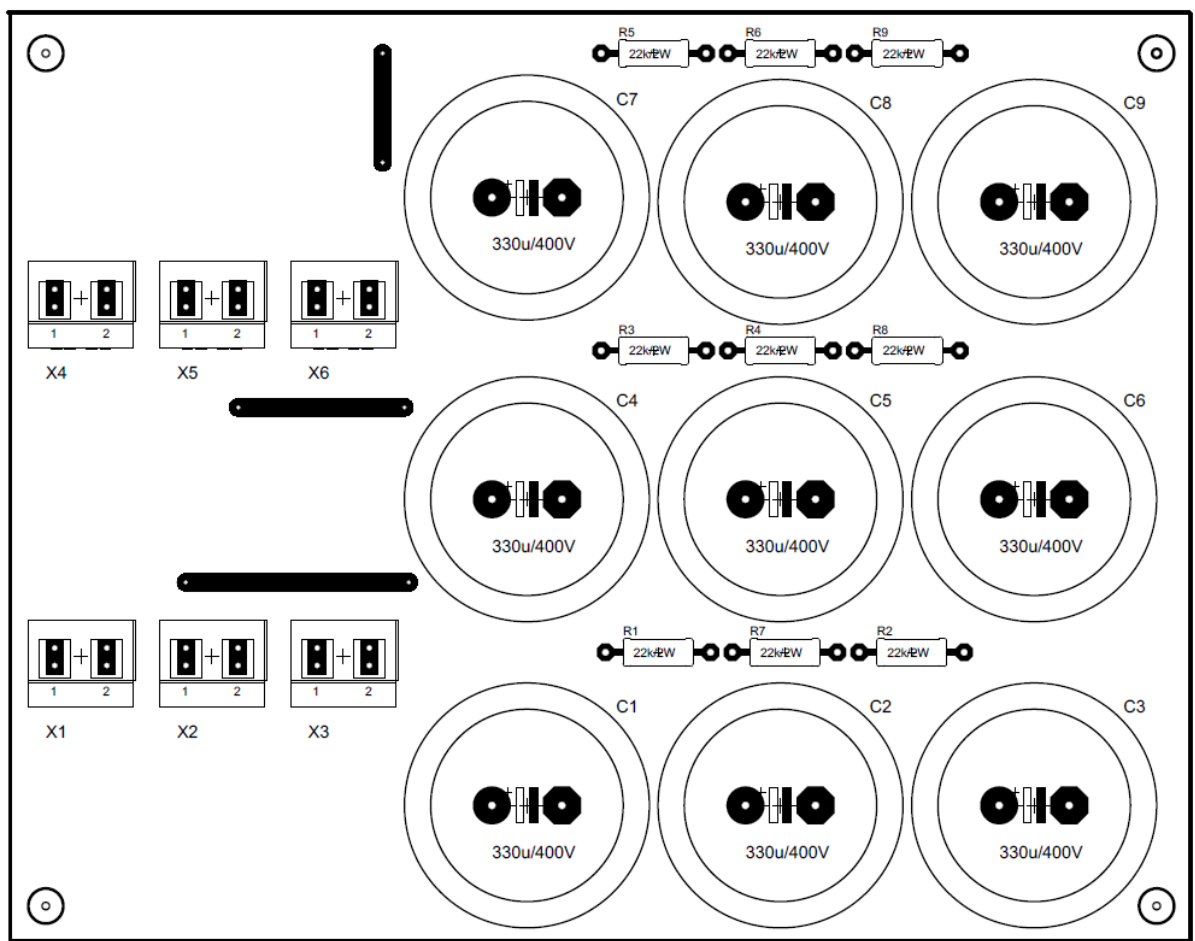
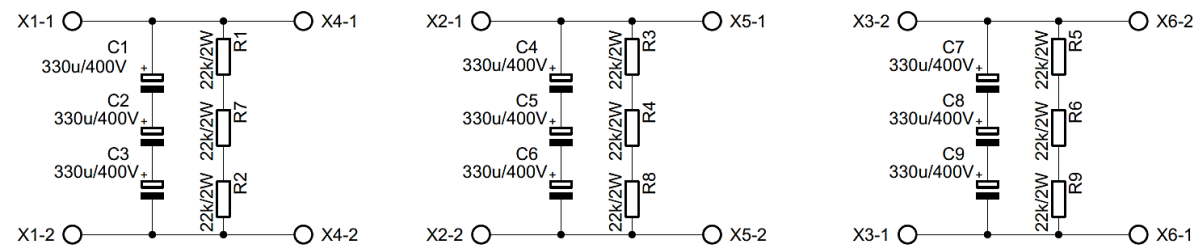
Příloha D: Dokumentace Budiče SiC tranzistorů





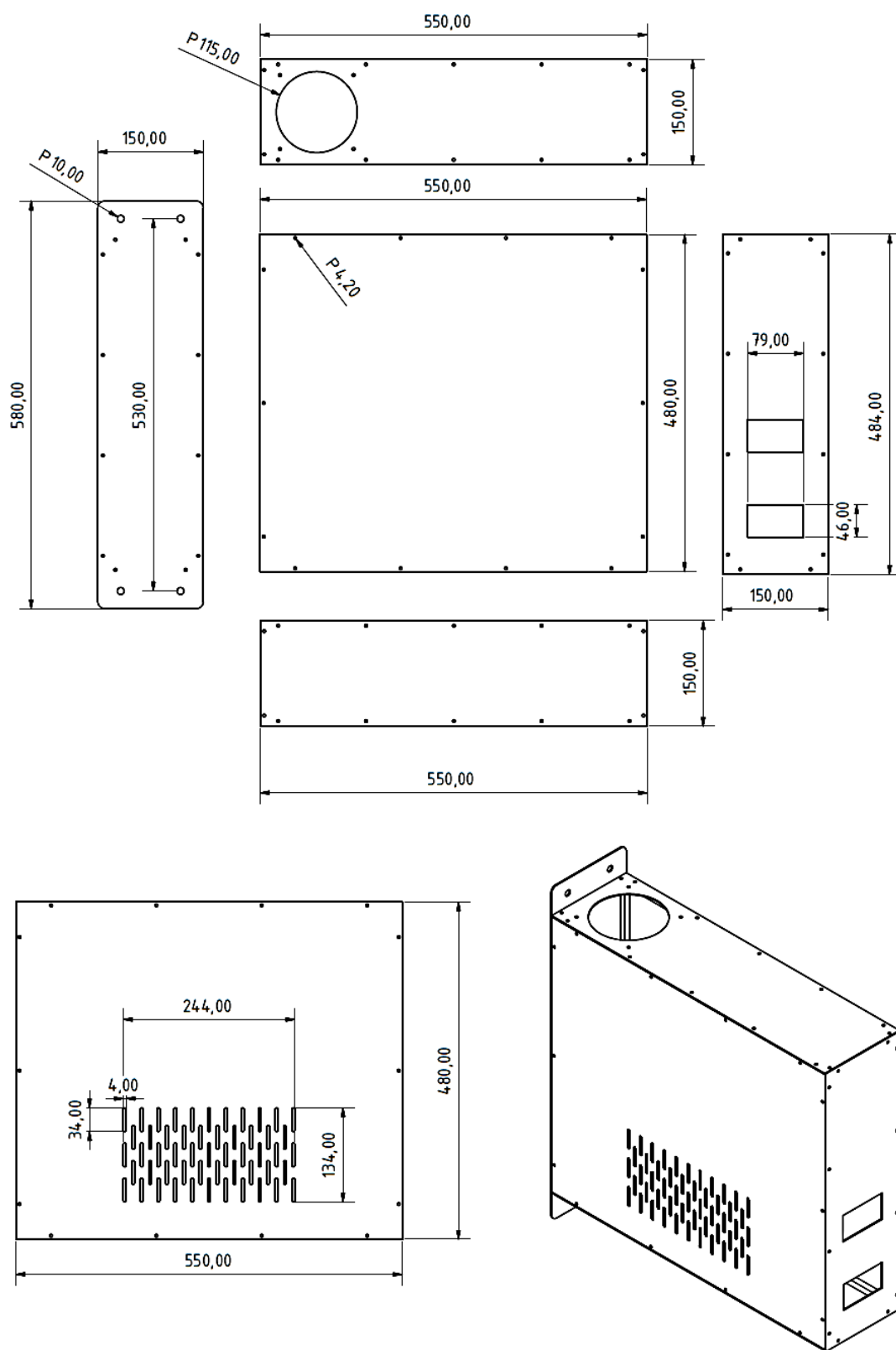
Označení	Název, hodnota	Počet kusů	Poznámka
R1	Rezistor R0207-10k	1	
R2-R7,R12	Rezistor R0207-5k1	6	
R8-R11	Rezistor R0207	-	neosazeno
R13-R14	Rezistor R0207-18R	2	
C1	Kondenzátor 2u2/63V	1	foliový
C2, C3	Kondenzátor 100 nF	2	RM 5
C5-C9,C11	Kondenzátor 1nF	6	RM 5
C10	Kondenzátor 470uF/25V	1	
D1	Dioda 1N4004	1	
IC1	Stabilizátor 7812	1	TO220
LED1	LED 3mm	1	červená
X1	MLW20G	1	
X2, X3	AK500/3-H	2	

Příloha E: Dokumentace Kondenzátorové baterie



Označení	Název, hodnota	Počet kusů	Poznámka
C1-C9	Kondenzátor 330uF/400V	9	HIT-EHP 35x40 RM10 BULK
R1-R9	Rezistor 22k/2W	9	R0411 2W 5%
X1-X6	Svorkovnice PTR AK114	6	2DS-7.5-V-GREY

Příloha F: *Výkres konstrukce skříně*



Příloha G: *Fotografie- Výkonová část, sestava čidel napětí a proudu*

